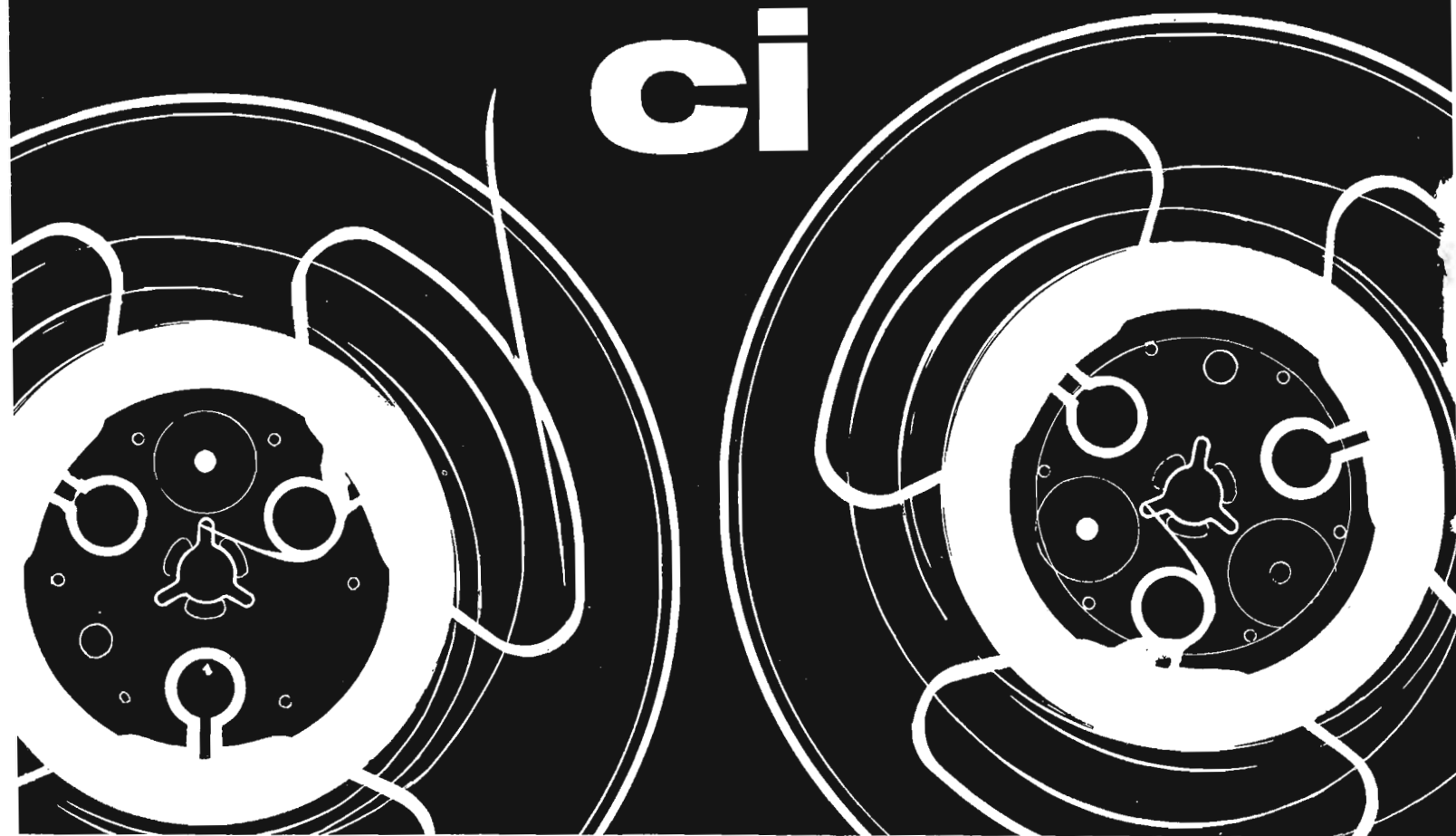
TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXXIV - Luglio 1962

NUMERO 7

LIRE 350

ANNO XXXIV 7

LUGLIO 1962 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà **EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.**

Gerente **Alfonso Giovene**

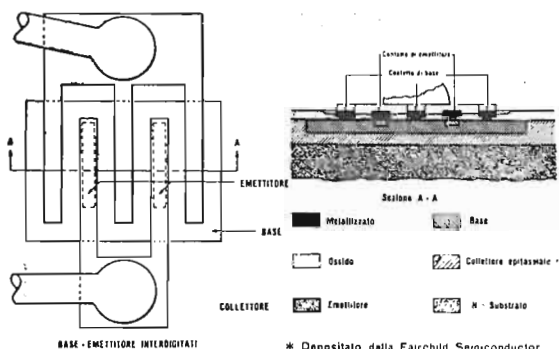
Direttore responsabile **dott. ing. Leonardo Bramanti**

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30**
C.C.P. 3/24227

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica **« l'antenna »** si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50,** anche in francobolli.

Una nuova tecnologia:

* Depositato dalla Fairchild Semiconductor

CARATTERISTICHE

V_{CBO}	Tensione Collettore-Base			40	Volts
V_{CEO}	Tensione Collettore-Emettitore			15	Volts
V_{EBO}	Tensione Emettitore-Base			4,5	Volts
			Min.	Mass.	Unità
V_{CEO} (sust)	Tensione Collettore-Emettitore $I_C = 10$ mA (a impulsi) $I_B = 0$ (**)		15		Volt
V_{CE} (sat)	Tensione di saturazione collettore-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1,0$ mA			0,25	Volt
V_{BE} (sat)	Tensione di saturazione base-emettitore $I_C = 10$ mA, $I_B = 1,0$ mA		0,7	0,85	Volt
h_{fe}	Guadagno di corr. ad alta frequenza $I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 10$ V, f = 100 mc		5,0		
C_{ob}	Capacità d'uscita $V_{CB} = 5,0$ V, $I_E = 0$			4,0	pF
C_{TE}	Capacità emettitore-base a collettore aperto $V_{EB} = 0,5$ V, $I_C = 0$			4,0	pF
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp.	2N2368	20	60	
	$I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 1,0$ V	2N2369	40	120	
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp.	2N2368	10		
	$I_C = 100$ mA, $V_{CE} = 2$ V	2N2369	20		
h_{FE}	Guadagno di corr. cont. imp.	2N2368	10		
	$I_C = 10$ mA, $V_{CE} = 1,0$ V, —55°C	2N2369	20		
t_s	Costante di tempo di immagazzin. delle cariche	2N2368		10	nsec
	$I_C = 10$ mA $= I_{B1} = I_{B2}$	2N2369		13	nsec
T_{on}	Tempo di innesco	2N2368		12	nsec
	$I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA	2N2369		12	nsec
T_{off}	Tempo di innesco	2N2368		15	nsec
	$I_C = 10$ mA, $I_{B1} = 3$ mA $I_{B2} = 1,5$ mA	2N2369		18	nsec

(**) Larghezza dell'impulso = 300 μsec, Duty cycle = 1 %

e due transistori microplanari:

2N2368 2N2369

Commutazione ad altissima velocità ed alta corrente, ideali per applicazioni in logiche per calcolatori ad alto grado di affidamento. Ora disponibili in grande quantità, a prezzi convenienti.

La tecnologia microplanare è la prima ad associare il processo planare, la metallizzazione su ossido e il processo epitassiale con geometrie interdigitate.

La combinazione del processo planare con la metallizzazione su ossido rende realizzabile un dispositivo che è elettricamente piccolo ma allo stesso tempo fisicamente abbastanza grande da rendere possibile una tecnica di saldatura degli adduttori di sicuro affidamento.

Le giunzioni protette assicurano bassa corrente di dispersione, basso fattore di rumore, più ampi campi di h_{FE} e stabilità di tutti i parametri dipendenti dalla superficie.

Larghe aree metallizzate per la saldatura degli adduttori sono evaporate sulle giunzioni protette da uno strato di ossido (brevetto Fairchild) permettendo la saldatura di adduttori normali su dispositivi di microdimensione.

Il processo epitassiale fornisce tensioni di saturazione più basse e tensioni di rottura inversa più elevate.

Le geometrie interdigitate determinano velocità di commutazione rapide e risposte di frequenza più elevate senza sensibile limitazione di corrente.

545 WHISMAN ROAD, MOUNTAIN VIEW, CALIF. - YORKSHIRE 8-8161 - TWX: MN VW CAL 853
A DIVISION OF FAIRCHILD CAMERA AND INSTRUMENT CORPORATION

SOCIETÀ GENERALE SEMICONDUTTORI SPA
AGRATE MILANO ITALIA VIA C. OLIVETTI 1 - TEL. 65 341
ASSOCIATE AND EXCLUSIVE LICENSEE OF FAIRCHILD SEMICONDUCTOR

Per ulteriori informazioni indirizzate le vostre richieste a:

SOCIETA' GENERALE SEMICONDUTTORI S. p. A:

U. S. P.

Agrate - Milano

Via C. Olivetti, 1

dott. ing. Alessandro Banfi

Polemiche sulla televisione inglese

Vivaci battaglie parlamentari sono in questi giorni in corso in Inghilterra in seguito alla pubblicazione avvenuta alla fine di giugno, del rapporto Pilkington su varie questioni della Radio e della Televisione britanniche.
Il « Pilkington committee », la commissione d'inchiesta presieduta da Sir Harry Pilkington, era stata istituita l'anno scorso dal Governo, che ora farà seguire al rapporto un suo « libro bianco » con le decisioni in merito ad un opportuno riassetto del servizio TV.
E' noto che da circa cinque anni è stato istituito in Inghilterra un secondo programma di trasmissioni commerciali private, a fianco di quello ufficiale della B.B.C. (analogo al nostro attuale canale R.A.I.), affidato per l'esercizio alla I.T.A. (Indipendent Television Authority). La I.T.A. è perciò un organismo direttivo che sovraintende all'attività di otto compagnie pubblicitarie che producono e gestiscono i programmi televisivi.
Si sta verificando ora un fatto per lo meno curioso. Mentre l'opinione pubblica ed i telespettatori si sono dichiarati soddisfatti dei programmi del canale commerciale I.T.A. (banda 3ª: 170 ÷ 230 MHz) e ciò attraverso vari sondaggi effettuati da imprese specializzate in tali indagini, il rapporto Pilkington li critica severamente ed aspramente, invitando anzi il Governo ad intervenire con un'esergica azione moralizzatrice e rinnovatrice dell'attuale organizzazione dell'I.T.A.
Questi contrasti sono stati raccolti anche dal Parlamento, diviso in due fazioni, pro e contro l'operato della I.T.A., rinfocolati poi dal fatto che nel rapporto Pilkington si accenna altresì ad un terzo programma di trasmissioni TV a colori col suggerimento di affidarlo alla B.B.C. e non all'I.T.A.
Il rapporto Pilkington esamina inoltre la questione del proposto cambio di standard TV da 405 righe a 625 righe, suggerendo alcune soluzioni pratiche.
Si deve considerare che sono in gioco grossi interessi e pertanto la situazione è veramente esplosiva.
Fonti bene informate hanno però già preannunciato che il « libro bianco » governativo non conterrà alcun provvedimento rivoluzionario.
Un maggior controllo dei programmi I.T.A., e l'istituzione di trasmissioni sperimentali a colori sullo standard 625 righe affidato alla B.B.C., saranno probabilmente le maggiori determinazioni del governo inglese in materia di TV.
Per quanto riguarda la Radiofonia, il rapporto Pilkington esamina l'estensione delle trasmissioni a modulazione di frequenza con particolare riguardo alla stereofonia, suggerendo a tale riguardo l'adozione del sistema già approvato ufficialmente dalla F.C.C. americana.
Secondo tale sistema già in uso da oltre un anno anche in Canada, la trasmissione compatibile monofonica (A + B) viene effettuata con la normale modulazione di frequenza della portante, mentre la componente stereo (A — B) viene trasmessa mediante una sottoportante a 38 kHz modulata d'ampiezza.
Comunque l'adozione delle trasmissioni radiostereofoniche in Europa è subordinata alle decisioni che verranno prese fra poco in sede C.C.I.R.
Abbiamo voluto porre in evidenza particolare quanto sta accadendo nella democratica Inghilterra, poichè gli stessi problemi si porranno quanto prima anche presso di noi e le soluzioni adottate dal Governo inglese potranno esserci di preziosa guida. **A**

dott. ing. Paolo Quercia

Il diodo tunnel, amplificatore a basso rumore ed elemento di commutazione

(parte terza di tre parti)

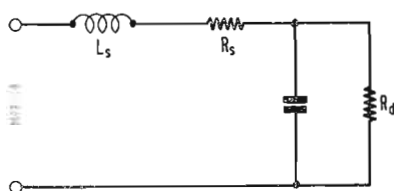



Fig. 9.1

9. - FATTORE DI RUMORE NEGLI AMPLIFICATORI

9.1. - Le cause di rumore in un amplificatore con diodo tunnel si possono distinguere in due componenti.

Il primo duvuto al rumore del diodo tunnel a se stante. Il secondo termine è dovuto al circuito in cui è connesso il diodo.

La resistenza negativa del diodo tunnel introduce rumore del tipo « shot ». La resistenza in serie parassita del diodo introduce rumore termico. A frequenze audio, vi è un'ulteriore sorgente di rumore, la distribuzione spettrale dell'intensità della quale decresce con lege $1/f$ essendo f la frequenza.

Generalmente, tenendo conto di tutte le cause, il rumore totale è dell'ordine di 3 dB.

Il circuito di utilizzazione introduce a sua volta un rumore di tipo termico.

9.2. - Per ottenere un amplificatore a basso rumore, bisogna che il diodo stesso introduca un rumore il più basso possibile. Questo si ottiene scegliendo opportunamente le condizioni di funzionamento, (polarizzazione e frequenza di funzionamento) e dimensionando il circuito di utilizzazione in modo da ridurre al minimo il rumore totale.

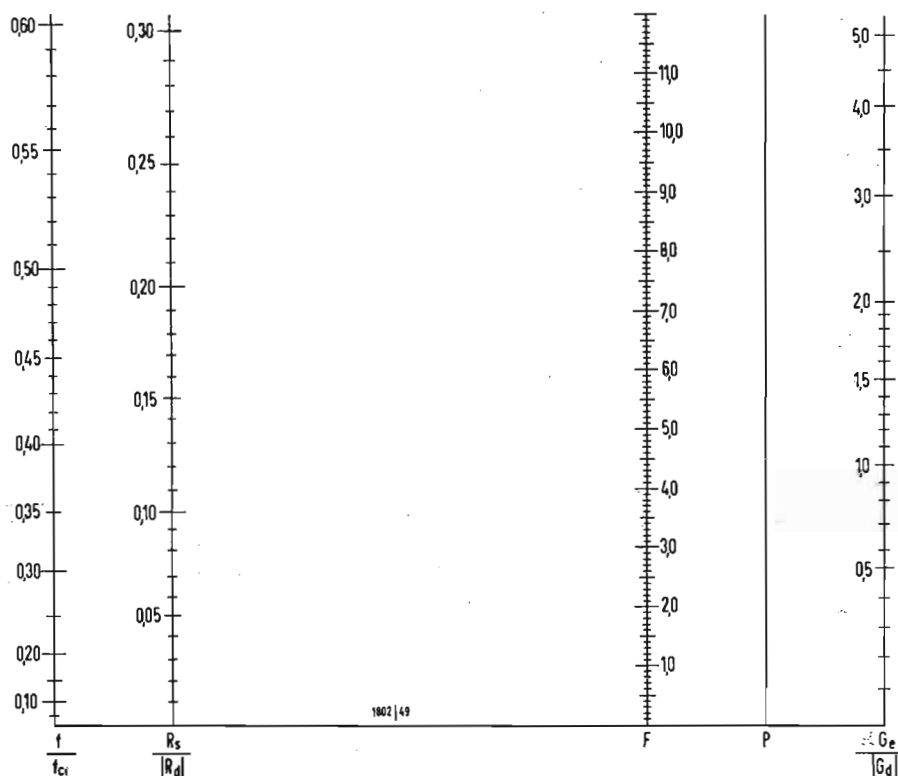



Fig. 9.2

9.3. - Studiamo più in dettaglio le cause di rumore del diodo a se stante.

La relazione generale della cifra di rumore del diodo ricavata da Nielsen è

$$F = \frac{(1 + g_{eq}/g_d)}{(1 - R_s/|R_d|)\,[1 - (f/f_0)^2]} \quad (9.3\text{-}1)$$

dove:

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,C\,|R_d|}\sqrt{\frac{|R_d|}{R_s} - 1}$$

questa relazione è uguale alla (8.2-4), solo che al posto di ($-g_d$) si è posto R_d, resistenza differenziale del diodo tunnel.

Il circuito equivalente è quello di fig. 9.1.

a) Nella (9.3-1) g_{eq} esprime la conduttanza equivalente di rumore dovuta alla corrente di polarizzazione che transita nella giunzione.
Per frequenze superiori a quelle audio $g_{eq} \cong 20\,I_{DC}$; I_{DC} = corrente di polarizzazione.

b) Per frequenze inferiori, g_{eq} contribuisce alla cifra totale di rumore con una potenza, la distribuzione spettrale dell'intensità della quale decresce con legge $1/f$.

Nei buoni diodi per frequenze superiori a 1.000 Hz tale termine diventa trascurabile.

c) Il rapporto $g_{eq}/g_d \simeq 20\,I_{DC}/g_d$ pone in relazione g_{eq} con la conduttanza negativa del diodo g_d.

In pratica g_{eq}/g_d varia circa da 1 a 1,8.

d) Il rapporto R_s/R_d pone in relazione la resistenza parassita serie del diodo tunnel $R_d = 1/g_d$.

Per frequenze vicine a quelle di taglio $R_e\,(z_d) = 0$, il rapporto R_s/R_d diventa particolarmente importante, e si ha un peggioramento della cifra di rumore.

Fig. 10.1

9.4. - Dalla relazione (9.3-1) si vede che la cifra di rumore è funzione dei tre rapporti:

$$\frac{g_e}{g_d}, \qquad \frac{R_s}{R_d}, \qquad \frac{f}{f_0}$$

Per la determinazione rapida della cifra di rumore, al variare della frequenza di funzionamento e del punto di lavoro scelto è particolarmente utile il monogramma di fig. 9.2.

Dati i rapporti $\frac{g_e}{g_d}$, $\frac{R_s}{R_d}$ si unisce con una retta i due punti segnati sulle rispettive scale del monogramma e la si prolunga fino ad incontrare la retta di riferimento P del monogramma.

Si unisce il punto trovato sulla retta P, con il punto f/f_0 segnato sulla scala del monogramma, si prolunga tale retta fino ad incontrare la scala ove è segnata la figura di rumore, espressa in dB. Facciamo un esempio.

Si voglia ottenere la cifra di rumore di un diodo tunnel 1N2939 G.E., scegliendo le condizioni di lavoro per il quale si hanno i seguenti dati:

$R_s = 1\ \Omega$,
$|R_d| = 111\ \Omega$
$|g_d| = 0{,}009\ \Omega$
$I_0 = 0{,}5$ mA corrente di polarizzazione,
$|g_{eq}| = 20\,I_0 = 0{,}01$ A,
$f = 1$ kMHz
$f_0 = 2{,}3$ kMHz.
Calcoliamo i tre rapporti

$$\frac{R_s}{|R_d|} = 0{,}009 \qquad \frac{g_{eq}}{|g_d|} = 1{,}11$$

$$\frac{f}{f_0} = 0{,}435$$

eseguendo la costruzione grafica indicata si ottiene una cifra di rumore di 4,2 dB.

Si vede chiaramente che aumentando f il rumore tende ad aumentare. Questa considerazione fornisce un ottimo criterio, una volta scelte le condizioni di funzionamento (generalmente quelle suggerite dalla casa costruttrice), per la scelta del diodo tunnel a seconda della frequenza di funzionamento desiderata.

La cifra di rumore totale dell'amplificatore (diodo + circuito) sarà certamente cuperiore al valore trovato.

9.5. - Nel circuito amplificatore sono presenti inoltre le due conduttanze di ingresso g_g e di uscita g_l rispettivamente a temperatura T_1 e T_g che sono sorgenti di rumore termico.

La relazione che fornisce la cifra di rumore complessiva del diodo con il suo circuito è:

$$F = 1 + \frac{20\,I_{DC}}{g_g} + \frac{T_l\,g_l}{T_g\,g_g} \quad (9.5\text{-}1)$$

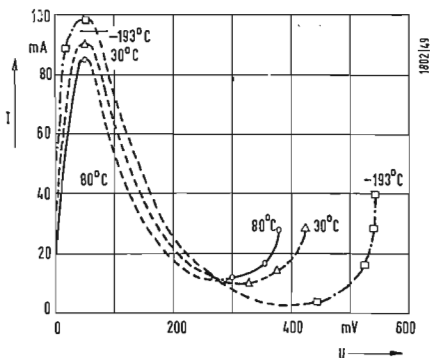
La (9.5-1) è la relazione pratica usata nel calcolo della cifra di rumore, tenendo presente che tale relazione vale per frequenze superiori a quelle audio ed inferiori alla frequenza $f = 0{,}7\,f_0$.

9.6. - Considerazioni sulla figura di rumore.

La (9.5-1) diventa minima, quanto più grande si fa g_g e piccolo g_l.
Se si tiene conto della relazione (3.3-1)

$$G = \frac{4\,g_g\,g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2}$$

si vede che l'amplificazione massima si ottiene per $g_g + g_l \rightarrow g_d$. Cioè occorre adattare g_g del generatore al valore g_d del diodo, poiché come si è detto deve essere g_l piccolo.
Facciamo un esempio.

$$g_g = \frac{1}{100} = 0{,}01\ S \qquad R_g = 100\ \Omega,$$

$g_l = \frac{1}{1000} = 0{,}001\ S \qquad R_l = 1.000\ \Omega$

$I_{DC} = 0{,}5$ mA,

$20_0\ I_{DC} = 0{,}01$ A,

$C = 5$ pF,

$T_l = T_g$.

Allora:

$$F = 1 + \frac{0{,}001}{0{,}01} + \frac{0{,}01}{0{,}01} =$$

$$= 1 + 0{,}1 + 1 = 2{,}1\ k\ T_0$$

Esprimiamo tale valore in dB

10 log 2,1 = 3 dB.

Il prodotto guadagno larghezza di banda secondo la (5.3-1) o simili vale nel nostro caso:

$$\sqrt{G} \cdot 2\,\Delta f = \frac{\sqrt{g_l\, g_g}}{\pi C} = \frac{\sqrt{0{,}001 \cdot 0{,}01}}{3{,}14 \cdot 5 \cdot 10_{-12}} = \frac{\sqrt{10 \cdot 10^{-6}}}{15{,}6 \cdot 10^{-12}} = 205 \cdot 10^6$$

Confrontiamo tale valore di $\sqrt{G} \cdot 2\ \Delta f$ con quello ottimo che si può ottenere ponendo $g_l = g_g$:

$$\sqrt{G} \cdot 2\,\Delta f = \frac{\sqrt{g_g\, g_l}}{\pi C} = \frac{g_l}{\pi C} = \frac{g_g}{\pi C} = \frac{g_d}{2\,\pi C}$$

Nel caso di adattamento ottimo:

$$\sqrt{G} \cdot 2\,\Delta f = \frac{g_d}{2\,\pi C} = \frac{0{,}01}{6{,}28 \cdot 5 \cdot 10^{-12}} = \frac{10^{10}}{314} = 318 \cdot 10^6$$

Quindi, le condizioni di lavoro scelte per avere una piccola cifra di rumore, portano ad una riduzione del prodotto $G \cdot B$ rispetto a quello ottimo.
Le condizioni di basso rumore e valore ottimo del prodotto guadagno-larghezza di banda sono contrastanti fra di loro. Occorre quindi scegliere una soluzione di compromesso.

10. - INFLUENZA DELLA TEMPERATURA

Riferendoci alla figura 10.1 si nota quanto segue.
Nel punto $P = (V_p, I_p)$ si hanno generalmente delle variazioni modeste.

La tensione V_p rimane praticamente costante.

La corrente I_p varia da 139 °C a + 200 °C del 20% circa rispetto alla temperatura di ambiente.

Per i diodi tunnel al germanio si ha un aumento di I_p al diminuire della temperatura, una diminuzione all'aumentare della temperatura.

Per i diodi tunnel all'arseniuro di gallio il valore di I_p presenta un massimo alla temperatura di ambiente ed una diminuzione sia all'aumentare che al diminuire della temperatura.

Nel punto $V \equiv (V_v, I_v)$. Si notano variazioni rilevanti.

All'aumentare della temperatura, la tensione V_v tende a diminuire, la corrente I_v assume valori maggiori.
Variazioni ancora più rilevanti si hanno al diminuire della temperatura. L'alternarsi della caratteristica porta a cambiamenti nel rapporto I_p/I_v e della resistenza negativa, con conseguente variazione delle frequenze limiti e dei parametri legati al valore della resistenza negativa. Analoghe variazioni subisce il punto $D \equiv (V_D, I_D)$.
Come esempio è riportato in fig. 10.2 una tabella che riunisce i coefficienti termici in vari punti della caratteristica per i due diodi G.E. 1N2939 e 1N2940.

Fig. 10.2

1. Tensione nel punto di picco
2. Coefficiente di temperatura
3. Tensione nel punto di valle
4. Coefficiente di temperatura della tensione di valle.
5. Tensione nel tratto di pendenza positiva con corrente di picco.
6. Coefficiente di temperatura
7. Rapporto corrente di picco, corrente di valle.
8. Coefficiente di temperatura della corrente di valle
9. Rapporto conduttanza/corrente di picco.
10. Coefficiente di temperatura della conduttanza del diodo.
11. Rapporto capacità, corrente di picco.

		1N2939	1N2940
1	V_p	55mV	55mV
2	$\Delta V_p/\Delta T$	60μV/°C	60μV/°C
3	V_v	350mV	350mV
4	$\Delta V_v/\Delta T$	—1,0mV/°C	—1,0mV/°C
5	V_{Fp}	500mV	500mV
6	$\Delta V_{Fp}/\Delta T$	—1,0mV/°C	—1,0mV/°C
7	I_p/I_v	8MIN	5MIN
8	$\Delta I_v/\Delta T$	+0,75 %/°C	+0,75 %/°C
9	g_d/I_p	9,0S/A	6,5S/A
10	$\Delta g_d/\Delta T$	—0,5 %/°C	—0,5 %/°C
11	C/I_p	6pF/mA	4pF/mA

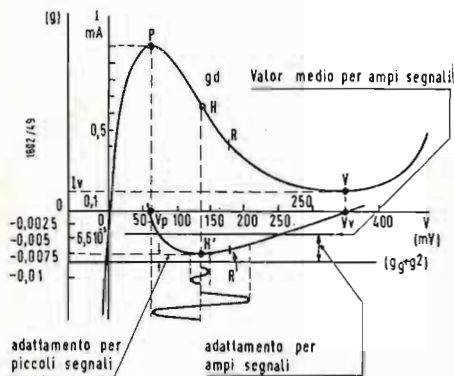



Fig. 11.1

I coefficienti di temperatura riportati sono alquanto minore di quelli che si hanno nei diodi e transistori normali. L'influenza della variazione di temperatura porta diversi problemi a seconda del circuito di utilizzazione del diodo tunnel.

Ad esempio sui circuiti di commutazione è importante contenere le variazioni della corrente di picco (punto P), da cui dipende l'inizio della commutazione, ed anche la tensione nel punto D da cui dipende l'ampiezza dell'impulso di uscita.

Negli oscillatori è sufficiente assicurarsi che, al diminuire della temperatura le resistenze positive complessive presenti nel circuito, siano sempre minori della resistenza negativa del diodo stesso. Gli oscillatori possono funzionare, con i diodi attuali, da 4 °K a 573 °K.

Nel caso degli amplificatori per i quali occorrono condizioni ben determinate fra la conduttanza negativa del diodo tunnel e la conduttanza positiva del circuito, le condizioni sono più restrittive.

11. - LINEARITÀ STABILITÀ DELLA POLARIZZAZIONE, INFLUENZA DELLA TEMPERATU-TURA

11.1. - Nel progetto degli amplificatori a diodo, occorre tenere conto di ulteriori fattori:

a) Non linearità della caratteristica di $-g_d$,

b) Variazioni di $-g_d$ con la polarizzazione,

c) L'influenza della temperatura.

a) In fig. 11.1 si vede, oltre la caratteristica del diodo tunnel l'andamento della conduttanza g_d al variare della tensione.

Nel punto $H \equiv (V_h, I_h)$ si ottiene il valore $(-g_d)_{max}$. Da un punto di vista della stabilità è opportuno scegliere il punto di funzionamento in H, poiché una volta regolato il circuito esterno per la stabilità, una variazione del punto di lavoro dovuta a cause esterne, porta ad un valore di $(-g_d) < (-g_d)_{max}$ e quindi verso la stabilità.

Nell'interno del punto H, si ha anche una zona relativamente ampia, ove g_d è circa costante al variare della tensione quindi è in questa zona che si avranno minori distorsioni.

Se si prende in considerazione il rumore, si dimostra che il punto di caratteristica ove si hanno le migliori prestazioni è circa R' che differisce da H'. Quindi anche nella scelta del punto di lavoro occorre fare un compromesso dettato dalle esigenze particolari di utilizzazione.

Esaminiamo il comportamento del circuito amplificatore per segnali ampi. Fig. 11.1.

g_d presenta valori negativi nel tratto compreso fra V_p e V_v.

Fig. 11.2

Per i circuiti amplificatori il guadagno è dato dalla (3.3-1)

$$G = \frac{4\, g_g\, g_l}{(g_g + g_l - g_d)^2} \qquad (3.3\text{-}1)$$

Il guadagno è funzione della differenza $[(g_g + g_l) - g_d]$, cioè dipende dai termini del circuito a conduttanza positiva $(g_g + g_l)$ e quelli a conduttanza negativa del diodo.

Nella stessa figura è riportato il valore di $(g_g + g_l)$, ribaltato sul semipiano negativo per effettuare un confronto più agevole fra i valori a resistenza positiva e quelli a resistenza negativa.

Per la stabilità $g_g + g_l > (-g_d)$.

La distanza fra la retta rappresentante $g_g + g_l$, e la retta tratteggiata passante per il punto H' rappresenta la differenza $g_g + g_l - g_d$, dalla quale, come già si è osservato dipenda l'amplificazione.

Applicando un segnale di piccolo valore (circa 2 mV p.p.) si può notare che la distanza fra le due rette rimane pressoché costante. Per segnali ampi, le variazioni di tensione investono una ampia zona del tratto non più lineare della conduttanza negativa.

Ci si può riferire ad un valore medio $|-g_d|_{medio} < |g_d|_{max}$, la cui retta rappresentativa dista maggiormente da $(g_g + g_l)$. Si ha dunque un'amplificazione minore quando i segnali diventano ampi e ($> \sim 2$ mV pp).

b) Nel paragrafo precedente si è posto in evidenza l'opportunità di polarizzare il diodo tunnel nel punto in cui si ha la massima conduttanza negativa, sia per quel che riguarda la stabilità, sia la linearità e per la dinamica del pilotaggio.

Per i diodi tunnel al germanio tale punto si ottiene per polarizzazioni comprese fra 130 e 140 mV.

La zona più lineare della caratteristica si è compresa fra 80 e 180 mV.

Un segnale può avere un'ampiezza di circa 100 mV pp.

c) Aumentando la temperatura, aumenta la corrente I_v del punto V, (fig. 10.1) si ottengono delle distorsioni.

Occorre diminuire l'ampiezza del segnale applicato. La non linearità della curva rappresentativa di $-g_p$, causa delle forti variazioni con lo spostamento del punto di funzionamento.

Si hanno quindi variazioni notevoli del guadagno.

11.1. - La stabilità del punto di funzionamento si ottiene alimentando il diodo tunnel con una sorgente a bassa resistenza interna. Si può usare: una pila al mercurio; un diodo (normale) polarizzato nel senso della conduzione, sfruttando la bassa resistenza interna in questa regione; un diodo Zener come stabilizzatore di tensione. Un circuito in cui è applicato un diodo polarizzato direttamente, è riportato in fig. 11.2.

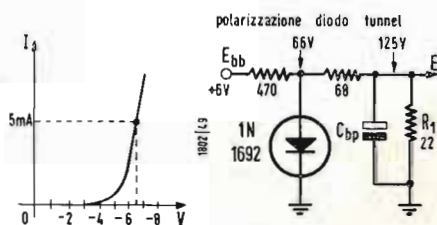
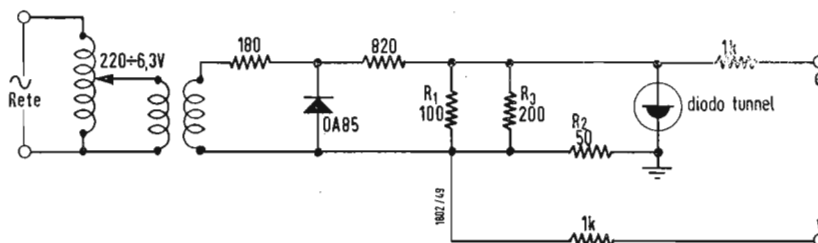



Fig. 12.1

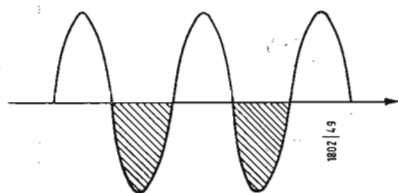



Fig. 12.2

Il diodo al silicio scelto, presenta una bassa resistenza dinamica a bassa tensione di funzionamento.

Un partitore, a bassa resistenza totale, riduce la tensione di alimentazione al giusto valore necessario per la polarizzazione del diodo.

Il circuito, oltre a stabilizzare la tensione di uscita, tende a compensare anche variazioni del punto di funzionamento dovute a salti termici.

Questo si ottiene mediante l'opportuna scelta del diodo che deve presentare un coefficiente di temperatura tale da compensare le variazioni sul diodo tunnel.

La tensione sul diodo 1N1692 diminuisce di 2,5 mV/°C all'aumentare della temperatura.

La conduttanza negativa, $-g_d$, diminuisce di 0,5 %/°C all'aumentare della temperatura.

Scegliendo il punto di funzionamento, spostato leggermente oltre il punto H' di $(-g_d)_{max}$ ad esempio a 150 mV per il diodo di fig. 11.1, all'aumentare della temperatura si ha una diminuzione di $-g_d$, la tensione di polarizzazione diminuisce a sua volta (perché diminuisce la tensione sul diodo stabilizzatore).

Al diminuire della tensione di polarizzazione ci si muove verso valori $(-g_d)$ superiori.

Si ottiene quindi una compensazione dell'iniziale diminuzione di g_d all'aumentare della temperatura.

12. - ESEMPI DI CIRCUITI UTILIZZANTI DIODI TUNNEL

12.1. - Rilievo delle caratteristiche

Può essere interessante potere visualizzare sullo schermo di un oscillografo la caratteristica di un diodo tunnel, sia per rilevare facilmente tale caratteristica evitando laboriosi metodi di misura, sia poter controllare agevolmente l'efficienza di un diodo prima della sua utilizzazione in una certa apparecchiatura.

Con opportuna taratura dell'oscillografo si può avere, oltre ad un'indicazione qualitativa, un'indicazione quantitativa dei valori della corrente e della tensione sulla caratteristica. I dati così rilevati per ogni singolo diodo, sono particolarmente utili, perché permettono di ottenere i valori effettivi di tensione e di corrente nei vari punti della caratteristica, che introdotti nelle formule aiutano ad ottenere risultati più attinenti alla realtà, rispetto a quelli che si avrebbero adoperando valori medi ricavati da un catalogo. Uno schema semplice di tale dispositivo è visibile in fig. 12.1.

Un trasformatore riduce la tensione di rete a circa 6,3 V. Un variac inserito prima del primario del trasformatore permette una certa variazione nella tensione di alimentazione. La tensione, tramite il diodo OA85, viene rettificata e la semionda positiva viene applicata al diodo tunnel tramite il gruppo di resistenze indicate in fig. 12.1.

La tensione che si stabilisce ai capi del diodo tunnel, prelevata in O, viene, tramite una resistenza di disaccoppiamento da 1.000 Ω, inviata all'ingresso dell'amplificatore orizzontale dell'oscillografo.

Una tensione proporzionale alla corrente che corre nel diodo tunnel prelevata nel punto V, viene inviata tramite una resistenza di disaccoppiamento, da 1000 Ω all'ingresso dell'amplificatore, verticale dell'oscillografo.

Si ottiene così sull'oscillografo la caratteristica $V - I$ del diodo. Poiché la tensione rettificata dal diodo, varia da zero ad un massimo, per ritornare a zero, la curva caratteristica sullo schermo oscillografico viene percorsa due volte per semiperiodo di conduzione del diodo.

Il tratto di caratteristica inversa del diodo tunnel non compare, essendo soppressa nella rettificazione tramite il diodo OA85, la semionda negativa (fig. 12.2).

Il gruppo di resistenze R_1, R_2, R_3 che forniscono la tensione al diodo, devono rappresentare una resistenza totale $r_t < 1/|-g_d|$ soddisfacente alle condizioni di stabilità ($r_t < 1/|g_d|$ come dal paragrafo 8, fig. 8,11.)

I valori indicati sullo schema sono soddisfacenti per svariati tipi di diodo tunnel. Se si notasse effetti di commutazione occorre abbassare leggermente le resistenze R_1, R_2, R_3 in modo da soddisfare alle condizioni riportate precedentemente.

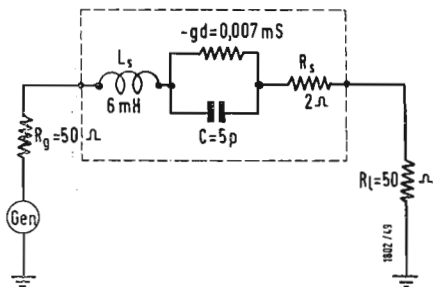



Fig. 12.6

Il circuito per un buon funzionamento deve soddisfare alla seconda condizione di stabilità (fig. 8.11) $R > L \mid -g_d \mid / C$. Per ottenere questa condizione, dato che $\mid -g_d \mid$ e C sono costanti del diodo, occorre mantenere basso il valore di L. Una disposizione opportuna ed una schermatura efficiente, specialmente del gruppo contenente R_1, R_2, R_3 ed il diodo tunnel permettono di ottenere il risultato cercato. (fig. 12.3).

Una volta ottenuto un buon funzionamento, si può, eliminando la resistenza $R_3 = 200\ \Omega$, elevare artificialmente la esistenza totale del circuito di alimentazione del diodo tunnel, ottenendo la commutazione, con scomparsa del tratto negativo della caratteristica sullo schermo oscillografico (fig. 12.4).

Abbassando artificialmente la frequenza di risonanza del circuito, inserendo una capacità in parallelo ad diodo, si può rendere visibile un'oscillazione. La figura oscillografica è la 12.5.

12.2. - Circuito amplificatore «serie»

Riprendiamo quanto si è detto nel paragrafo 8.2.

Un amplificatore risulta stabile purché siano soddisfatte contemporaneamente le condizioni $R_T < 1 / \mid -g_d \mid$, per evitare la commutazione, e contemporaneamente $R_T < L_T \mid -g_d \mid$ per evitare oscillazioni.

Alle frequenze $f > f_c$ si ha che R_e $(Z) > 0$ cioè il circuito, presentando un'impedenza con parte reale positiva, per de le sue capacità amplificanti.

La condizione $R_T = L_T \mid -g_d \mid$ porta alla condizione, come già dimostrato, $f_x = f_c$. Se $R_T > L_T \mid -g_d \mid / C_T$ si ottiene che $f_x > f_c$.

Il questo caso la f_x risulta più elevata di f_c, cioè le parti immaginarie dell'impedenza del circuito si annullano quando ormai la parte reale dell'impedenza non può essere negativa.

In tal modo viene evitato il pericolo delle oscillazioni.

Se la frequenza di funzionamento di un amplificatore si fa coincidere con f_c, e si impone la condizione $R_T >$ $> L_T \mid -g_d \mid / C_T$, si ottiene che f_x cade nella parte a resistenza positiva.

Nella gamma di frequenza inferiore, si avrà possibilità di amplificazione, ma si eviteranno oscillazioni.

Tenendo conto di quanto si è detto dall'equazione (8.2-1) occorre porre:

$$R_e\,(Z_T) = R_T - \frac{\mid -g_d \mid}{g_d^2 + \omega^2\, C_T^2} = 0$$

od anche

$$R_T = \frac{\mid -g_d \mid}{g_d^2 + \omega^2\, C_T^2}$$

Si abbia un circuito amplificatore come in fig. 12.6.

$R_g = 50\ \Omega$, resistenza interna del generatore;

$R_c = 50\ \Omega$, resistenza del carico

$R_d = 2\ \Omega$, resistenza serie del circuito (essenzialmente dovuta al diodo tunnel)

quindi

$R_T = 102\ \Omega$

Diodo tunnel 1N2939;

$C_d = 5$ pF;

$-g_d = 7$ mS

$r_d = 143\ \Omega$

$L_d = 6$ mμH.

Poniamo

$$R_T = \frac{\mid -g_d \mid}{\mid -g_d \mid^2 + \omega^2\, C^2}$$

scegliendo la frequenza di funzionamento di 100 MHz risulta:

$$R_T = \frac{7 \cdot 10^{-3}}{49 \cdot 10^{-6} + 6,28^2 \cdot 100^2 \cdot 10^{12} \cdot 25 \cdot 10^{-24}} = \frac{7 \cdot 10^{-3}}{49 \cdot 10^{-6} + 9,8 \cdot 10^{-6}} = \frac{7 \cdot 10^3}{58,8} \cong 118\ \Omega$$

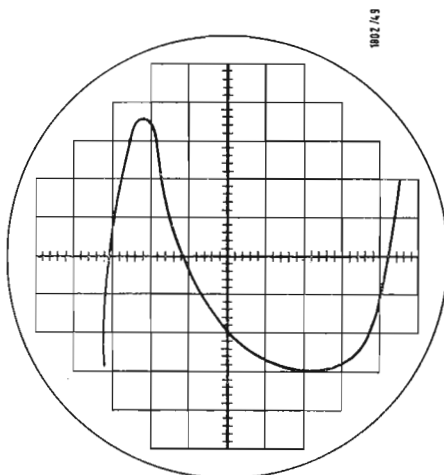



Fig. 12.3

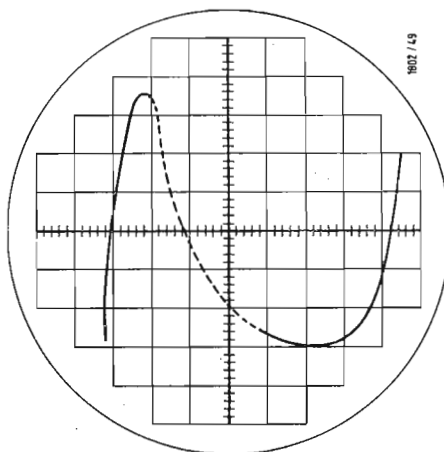



Fig. 12.4

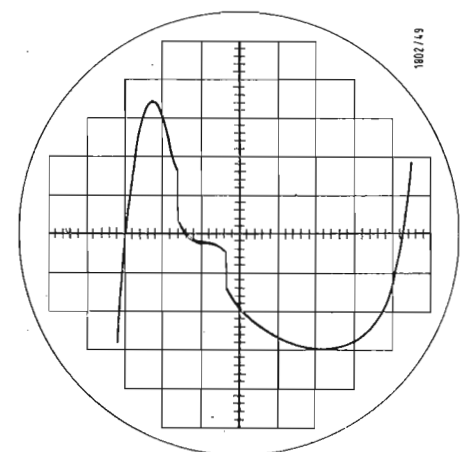



Fig. 12.5

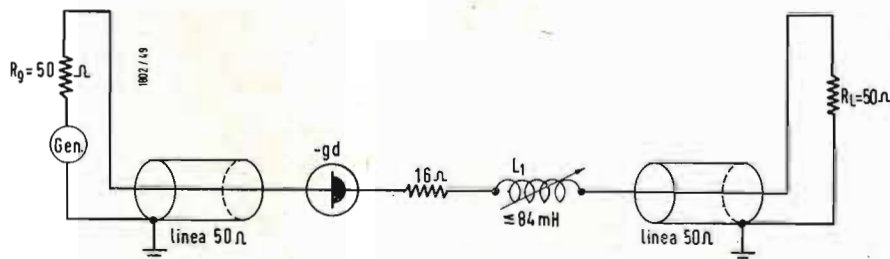



Fig. 12.7

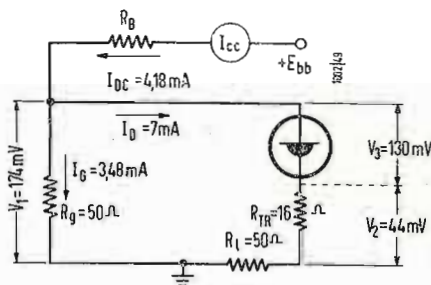



Fig. 12.8

Poiché nel circuito è già presente una resistenza $R = 102\ \Omega$, occorre portare tale valore a 118 aggiungendo 16 Ω. $R_T = 102 + 16 = 118\ \Omega$.

Occorre ora dimensionare L_T, che per un'alta amplificazione deve essere non molto minore del valore limite di oscillazione $L_T = R_T\, C / |-g_d|$.

Deve essere:

$$L_T < \frac{R_T\, C}{|-g_d|}$$

$$L_T < \frac{118 \cdot 5 \cdot 10^{-12}}{7 \cdot 10^{-3}} = 84{,}3 \cdot 10^{-9} = 84{,}3\ \text{m}\mu\text{H}$$

Il diodo presenta a seconda della lunghezza dei terminali una induttanza di 2-12 mμH.

Occorre inserire una bobina avente una induttanza tale che insieme a quella del diodo presenti un'induttanza $\leq 84{,}3\ \mu$H.

Il circuito assume l'aspetto di fig. 12.7. Il circuito di polarizzazione è quello di fig. 12.8.

Si sceglie il punto di funzionamento corrispondente a $V = 130$ mV e $I = 0{,}7$ mA.

La tensione $V_2 = (16 + 50) \cdot 0{,}7 \cdot 10^{-3} = 44$ mV.

La tensione V_1 deve quindi essere $V_1 = 130 + 40 = 174$ mV.

I_G risulta $174 \cdot 10^{-3}/50 = 3{,}48$ mA e $I_{DC} = I_G + I_D = 3{,}48 + 7 = 4{,}18$ mA

I_{DC} corrente totale di batteria.

Usando una batteria a di 6,3 V, la resistenza R_B (fig. 12.8) risulta:

$$R_B = \frac{6{,}3 - 0{,}174}{4{,}18 \cdot 10^{-3}} = \frac{6{,}126}{4{,}18} 10^3 = 1{,}5\ \text{k}\Omega$$

Per il disaccoppiamento fra la batteria e l'amplificatore si inserisce una bobina RFC avente una reattanza di 10 kΩ:

$$L_{RF} > \frac{X_L}{\omega} = \frac{10^4}{6{,}28 \cdot 10^8} \cong 15\ \mu\text{H}$$

Il circuito completo è visibile in fig. 12.9.

12.3. - Circuito amplificatore «parallelo».

Un tipico circuito a basso rumore è descritto nella rivista P.I.R.E del luglio 1959.

Lo schema è visibile in figura 12.10.

Il diodo tunnel D, avente una capacità C_d, è alimentato dalla batteria V_0 tramite una resistenza r_0.

Il diodo è connesso in parallelo ad un circuito antirisonante LC. Sulla bobina L, tramite presa, viene fornita la tensione da amplificare proveniente da un generatore avente una conduttanza G_g.

La tensione amplificata viene prelevata sulla conduttanza G_l.

I circuiti da prendere in esame sono due: il circuito di alimentazione ed il circuito a RF.

In ambedue i circuiti occorre che siano soddisfatte le condizioni di stabilità.

Consideriamo il circuito di alimentazione.

La bobina L_0 disaccoppia il circuito a RF dal circuito di alimentazione. Il condensatore C_0, ha una duplice funzione: deve chiudere il circuito a RF, e contemporaneamente impedire l'insorgere di oscillazioni nel circuito di alimentazione (a frequenza generalmente più bassa di quella di funzionamento).

La bobina L, per quel che riguarda le eventuali instabilità nel circuito di alimentazione, può considerarsi un corto circuito, e i carichi R_g e R_l risultano quindi corto circuitati.

La bobina L_0 di accoppiamento, insieme alla induttanza dei terminali che

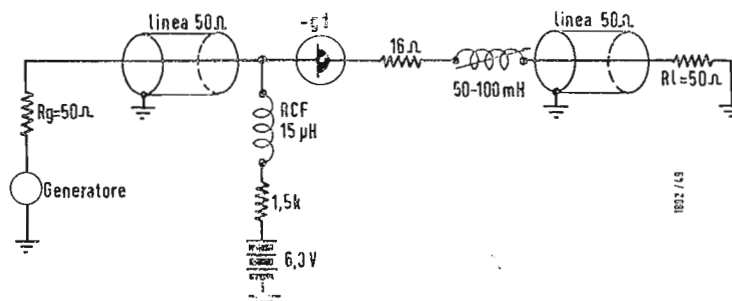



Fig. 12.9

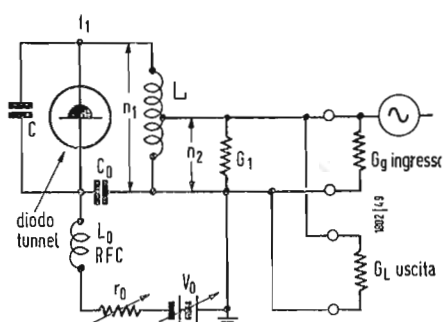



Fig. 12.10

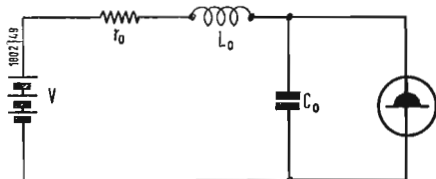



Fig. 12,11

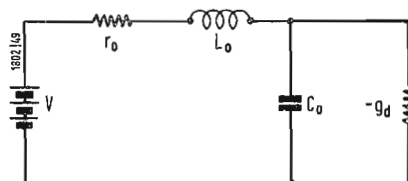



Fig. 12.12

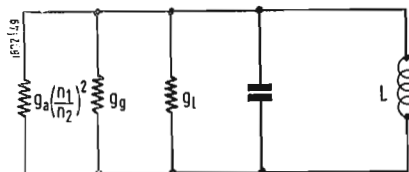



Fig. 12.13

vanno alla sorgente di alimentazione, compaiono nel circuito equivalente di alimentazione: fig. 12.11.

Sostituendo al diodo tunnel il suo circuito equivalente, trascurando la resistenza r serie del diodo tunnel e la sua induttanza dispersa, conglobando in C_0 e la capacità C_d del diodo tunnel si ottiene il circuito di figura 12.12.

La stabilità di tale circuito è stata studiata nel paragrafo 8. (fig. 8.10).

La resistenza di polarizzazione r_0, deve essere tale che $r_0 < 1/|-g_d|$ per evitare la commutazione ed $r_0 > L|-g_d|/C$ per evitare oscillazioni cioè essendo L (induttanza della bobina di disaccoppiamento e dei terminali di alimentazione) ed r_0 (resistenza di alimentazione) valori fissati in precedenza, tale condizione porta $C > L|-g_d|/r_0$. Tenendo conto anche del fatto che le induttanze dei terminali presentano valori indefiniti, conviene in pratica assegnare a C_0 un valore il più alto possibile.

Per quel che riguarda la stabilità in radiofrequenza è necessario che la somma delle conduttanze g_g del generatore e g_l del carico sia superiore, alla conduttanza negativa del diodo alla frequenza di funzionamento tenendo conto del rapporto di trasformazione dovuto alla presa (fig. 12.13).

Per un'amplificazione stabile è necessario che siano soddisfatte le condizioni riportate per il circuito di polarizzazione e per quello a RF.

Le relazioni con cui si calcolano il guadagno, larghezza di banda e rumore sono:

$$G_p = \frac{4\, G_g\, G_L}{G_T - (n_1/n_2)^2\, G^2}$$

$$B = \frac{1}{Q_L \sqrt{G_p}} (1 + \sqrt{1 + Q_L^2\, G_p}) - 2 \cong \frac{1}{Q_L \sqrt{G_p}} \left(1 + \frac{1}{4 Q_L \sqrt{G_p}}\right)$$

se $Q_L \sqrt{g_p}\quad 1$

$$F = 1 + \frac{T}{T_0} \left(\frac{G_1}{G_g} + \frac{G_L}{G_g} + \frac{G_E}{G_g}\right)$$

essendo

G la conduttanza negativa del diodo:

G_1 la conduttanza di perdita del circuito;

$G_T = G_1 + G_g + G_L$ la conduttanza totale;

$$Q_L = \frac{\omega_1\, C_d}{2 \sqrt{G_g\, G_L}} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

il Q del circuito caricato

$$G_e = \frac{e\, I_0}{2\, K\, T} \left(\frac{n_1}{n_2}\right)^2$$

la conduttanza di rumore equivalente del diodo trasformata

$$B = 2\,\frac{\Delta f}{f_1} \text{ la larghezza di banda}$$

f_1 la frequenza di funzionamento.

Sono state fatte delle prove su 80,66 e 30 MHz ottenendo amplificazioni di circa 20 dB.

Si riportano in fig. 12.14 i risultati ottenuti sui 30 MHz:

essendo $g_g = 0{,}02\ \Omega$.

$C_d = 40$ pF.

$(n_1/n_2)^2 = 7{,}65$.

Per i piccoli valori di amplificazione, l'amplificatore presenta una banda più ampia.

Ad esempio per 10 dB di guadagno, la banda risulta 3-4 MHz. Inversamente avviene all'aumentare del Q della bobina.

13. - AMPLIFICATORE NELLA BANDA UHF

L'amplificatore descritto, funzionante nella banda 405-460 MHz, associa alle caratteristiche intrinseche del diodo tunnel come per esempio basso fattore di rumore, una costruzione compatta ed un peso molto ridotto che lo rendono idoneo anche come stadio di ingresso in ricevitori a bordo di aeroplani, missili e satelliti.

I_0	G	G_L	g_P		$2\Delta f$		NF	
Corrente nel diodo in (μA)	Conduttanza negativa in (S)	Conduttanza di carico in (S)	Guadagno di potenza in (dB)		Larghezza di banda in (MHz)		Fattore di rumore in (dB)	
			misurati	calcolati	misurati	calcolati	misurati	calcolati
250	$-\frac{1}{375}$	$\frac{1}{1000}$	20	23	0,2	0,3	4,5	4,7
300	$-\frac{1}{310}$	$\frac{1}{200}$	40	36	0,19	0,16	6,3	4,5
350	$-\frac{1}{206}$	$\frac{1}{50}$	27	26	0,8	1,05	8,0	6,8

Fig. 12.4

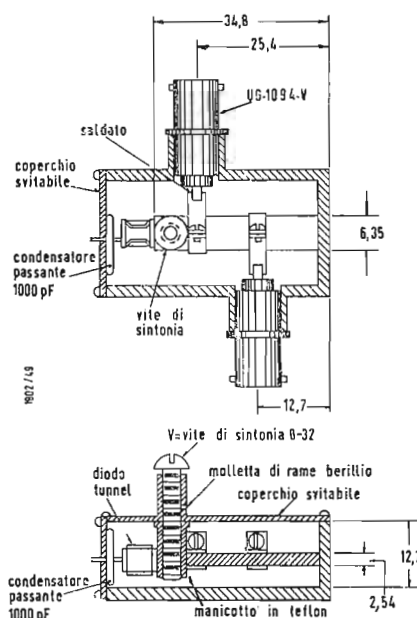



Fig. 13.1

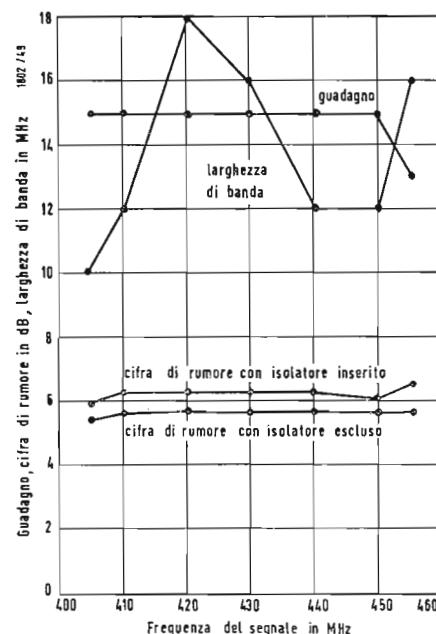



Fig. 13.4

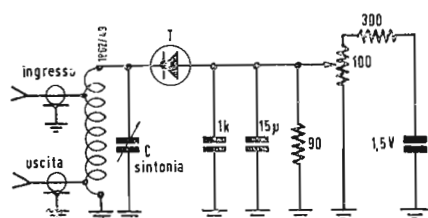



Fig. 13.2

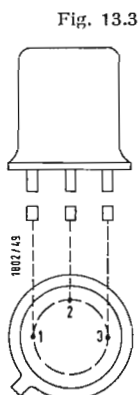



Fig. 13.3

Data l'elevata frequenza in gioco viene usata una cavità coassiale in λ/4 raccorciata, con il diodo tunnel posto nel punto ad alta impedenza.

La disposizione costruttiva quotata è visibile in figura 13.1.

Lo schema elettrico è riportato in figura 13.2.

Il diodo tunnel usato è il 1N2939 G.E. fig. 13.3 avente le seguenti caratteristiche:

conduttanza negativa	0,01 S
capacità	7 pF
induttanza in serie	$6 \cdot 10^{-9}$ H
resistenza serie	1 Ω

Il diodo tunnel, dalla parte connessa dall'involucro, viene fissato direttamente al conduttore centrale della cavità.

I piedini 1 e 2 connessi fra di loro vengono connessi tramite un condensatore a disco di 1000 pF alla massa della cavità come è visibile in figura 13.1.

Questa disposizione permette di ridurre a 2,5 mm la lunghezza della connessione fra diodo e la massa della cavità, assicurando, insieme al condensatore di 1000 pF la stabilità contro le oscillazioni a bassa frequenza.

La regolazione della sintonia viene effettuata mediante la vite V, che inserisce una capacità variabile nel punto ad alta impedenza della cavità stessa permettendo altresì il raccorciamento di questa e riduzione delle dimensioni totali.

L'ingresso e l'uscita viene prelevata con due prese sul conduttore centrale della cavità.

L'alimentazione, fig. 13,2, è ottenuta tramite una batteria di 1 V che mediante le resistenze riportate in figura permettono di polarizzare il diodo a 0,14-0,16 V che è un valore ottimo per l'amplificazione ad una bassa cifra di rumore.

13.1. - Caratteristiche.

L'amplificatore a diodo tunnel realizzato permette di ottenere dei risultati analoghi a quelli che si possono avere

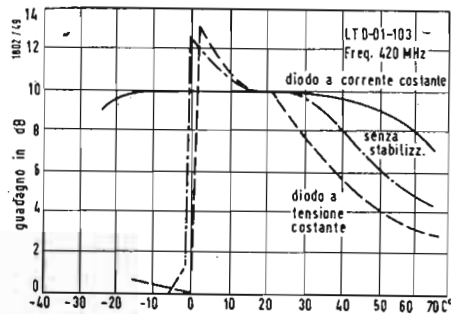



Fig. 13.5

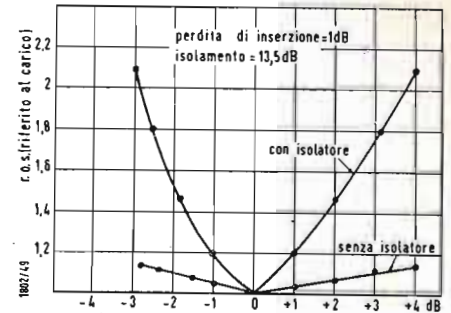



Fig. 13.7

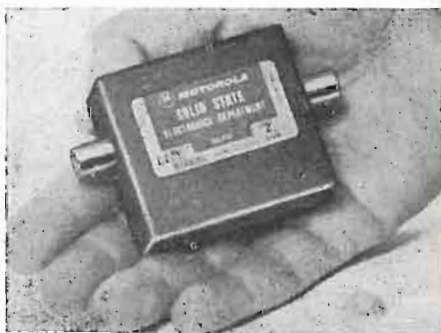



Fig. 13.6

con un circuito amplificatore parametrico, ma con una notevole semplificazione circuitale.
La sintonia è regolabile fra 405 e 460 MHz e con piccole modifiche può essere variata fra 420 e 480 MHz.
Il guadagno è circa 15 dB in tutta la banda.
Larghezza di bande:
10 MHz a 405 MHz
18 MHz a 420 MHz
12 MHz a 450 MHz

La cifra di rumore rimane costante in tutta la gamma di funzionamento ed è di 5,5 dB.
Inserendo un isolatore a ferrite, fra l'amplificatore in esame e l'antenna per avere maggiore stabilità, poichè l'isolatore stesso presenta un'attenuazione di inserzione di 0,75 dB si ottengono delle cifre di rumore di 6,1 ÷ ÷ 6,4 dB.
Le caratteristiche dell'amplificatore sono raggruppate in fig. 13.4. Variando la temperatura di ambiente si hanno delle notevoli variazioni di amplificazione.
Queste sono probabilmente dovute alla instabilità del circuito di polarizzazione che rimane la parte più delicata degli amplificatori a diodo tunnel.
Le tre curve riportate in fig. 13.5 sono riferite a tre condizioni del circuito di polarizzazione al variare della temperatura:

a) senza alcun controllo
b) mantenendo costante la tensione ai capi del diodo
c) mantendo costante la corrente transitante nel diodo.

In questo ultimo caso si nota una notevole stabilizzazione. Sono stati proposti anche altri tipi di circuito di alimentazione stabilizzati ricorrendo alla controreazione o mediante l'uso di thermistore.
Inserendo un isolatore UHF, a ferrite, fig. 13.6, fra amplificatore e antenna si ottiene un notevole aumento della stabilità dell'amplificazione al variare dell'impedenza presentata, alle varie frequenze dall'antenna.
In fig. 13.7 è rappresentata la curva di variazione dell'amplificazione in dB in funzione del R.O.S. del carico (antenna). *A*

14. - BIBLIOGRAFIA

1) Tunnel Diode Manual, *Semiconductor Products Department Advertising and Sales Promotion*, General Electric Company. Kelley Building. Liverpool, New York.
2) Boronzof, Rgefkin, *Tunnelnie diodi v usilitelnich schemach*, « Radiotechnica i Electronica », Tom. VI, 11-1961 (in russo).
3) Von Hotrst J Hatmann, Michael Michelitsch und Wolfang Steinhauser, *Die tunnel Diode Physikalisce Grundlagen, Herstellung und Anwendung*, Archiv der Elektrischen Ubertragung, Marz 1961. Band 15, Heft 3.
4) Rag. P. Murray, *Biasing Methods for Tunnel Diodes Electronics*. June 3 1960.
5) H. G. Dill. M. R. MacPherson, *Tracing Tunnel Diode Curves*, « Electronics ». August 5, 1960.
6) Davidsoh U. S., Y. C. Hwang, G. B. Ober, *Designing with Tunnel diodes Part I*, « Electronic Design ». February 3, 1960. Part II, February 17, 1960.
7) Earrl D. Long. Charles. P. Wernach, *Designing Tunnel Diode R.F. Amplifiers*, « Electronics ». February 17, 1961.
8) J. B. Schults H. B. Yin, *Negative Resistance Amplifiers Design*, « Electronics », May 27, 1960.
9) Neilsen E. G., *Noise Performance of Tunnel Diodes Proc. I.R.E.*, Vol. 48, pp. 1903-1904. November 1960.
10) Hines M. E., *Hing Frequency Negative Resistance Circuit Principles for Esaki Applications*. Bell System Tech., I Vol. 34 pp. 477-513. Mat 1960.
11) Chang. K. K. N., *Low Noise Tunnel Diode Amplifier*. Proc. I.R.E. Vol. 47, p. 1268. July 1959.
12) Dr. Gerald Schaffner, *A Compact Tunnel Diode Amplifier for ultrahigh frequencies*. Solid State Electronics Department, Solid State Devices Laboratory Motorola Inc. Scottsdale, Arizona.
13) Artur Bronwell, *Advanced Mathematics in Physics and Engineering*. McGraw-Hill Booh Company, Inc. 1953

Un nuovo radiotelescopio con riflettore radio-paraboloide di 15 m a Jodrell Bank.

Un nuovo radio-telescopio, dotato di riflettore radio-paraboloide di 15 metri, montato sull'asse polare, è in corso di costruzione alla stazione sperimentale di Jodrell Bank dell'Università di Manchester nell'Inghilterra Nord-Occidentale. Il telescopio — il primo ad essere costruito alla stazione con un riflettore di 15 metri — verrà usato da Sir Bernard Lovell, professore di radio-astronomia all'Università di Manchester e dal suo personale, congiuntamente al gigantesco radio-telescopio con riflettore di 75 metri che, oltre alla ricerca astronomica, è stato usato per seguire il percorso dei satelliti americani e russi.
Jodrell Bank ha numerosi differenti tipi di telescopio e durante questi ultimi anni è divenuto un centro mondiale per la ricerca astronomica. Oltre a scienziati dell'America e della Russia, laureati di tutte le parti del mondo vengono a lavorare alla Stazione.
Un portavoce ha dichiarato a Jodrell Bank che il nuovo telescopio promuoverà il generale lavoro di ricerche. Si tratta di uno strumento ausiliario che verrà usato in nuovi programmi di ricerche riguardanti fonti radio non identificate da parti remote dell'Universo. (*i.s.*)

L'alimentatore stabilizzato ST 30/500 costruito dalla UNA, Milano, completamente transistorizzato, è una sorgente di tensione continua che, avendo una resistenza interna molto bassa, può sostituire vantaggiosamente le batterie di accomulatori.
La tensione erogata si mantiene stabile sia per notevoli variazioni della tensione di rete, sia per una variazione del carico da zero al massimo; il residuo di alternata ed il rumore di fondo ridotti a valori trascurabili.
L'alimentatore stabilizzato ST30/500 è quindi molto utile in tutti i laboratori di elettroteenica e di elettronica; in particolare, grazie alla resistenza interna molto bassa, al trascurabile residuo di alternata ed alla alta stabilità, è particolarmente adatto per l'alimentazione di apparecchiature a transistor.
L'alimentatore stabilizzato ST 30/500 è stato progettato per funzionamento continuativo a pieno carico anche con temperatura ambiente di 40°.
È contenuto in una cassetta metallica con pannello in alluminio inciso; la costruzione è molto compatta, peso e ingombro sono limitati. È alimentato dalla rete a 220 V, 50-60 Hz.

Nuove ricerche del ciclotrone isocrono di Oak Ridge.

I risultati delle più recenti prove del nuovo ciclotrone (ORIC) del Laboratorio nazionale di Oak Ridge sono stati presentati alla Conferenza internazionale sul tema « Sector-Focused Cyclotrons » (ciclotroni focalizzati a settori) a Los Angeles. Le prove hanno confermato la validità del progetto, previsto con calcolatrici estensive, e l'originalità della costruzione del complicato acceleratore 75 Mev conosciuto come il Ciclotrone isocrono di Oak Ridge.
Gli ioni di idrogeno (protoni) sono stati accelerati a 8 milioni di elettronvolt durante la prova iniziale. Essi hanno compiuto più di 300 rivoluzioni pur rimanendo in fase e a fuoco per tutta la durata dell'accelerazione, come hanno dimostrato i risultati ottenuti.
La forza media del campo magnetico era di 5,100 gauss con radiofrequenza di 7,79 MHz. Questi valori possono essere elevati approssimativamente a 16,000 gauss e a 22,5 MHz quando il ciclotrone lavora a 75 Mev.
Il primo raggio era stato ottenuto il 18 marzo u.s., dopo 30 giorni di prove dirette a determinare le caratteristiche di un buon funzionamento. La fase del raggio è stata esaminata attraverso la macchina, e questa informazione è stata usata per ottenere una più ideale regolazione dei campi magnetici. Le prove hanno stabilito che il raggio resta in fase il 40 per cento di rivoluzioni in più di quanto previsto nel progetto.
La flessibilità dell'ORIC aumenterà il campo degli esperimenti in fisica nucleare e procurerà misure che precedentemente erano impossibili da ottenere. La disponibilità di una scelta di particelle e di energie rende la macchina un potente mezzo d'indagine delle reazioni nucleari e della struttura dei nuclei atomici. Inoltre, particelle accelerate dall'ORIC saranno usate per ricerche biologiche e chimiche.
Il Laboratorio nazionale di Oak Ridge è diretto dall'Union Carbide Corporation per la Commissione dell'energia atomica degli Stati Uniti. (*i.s.*)

Immagini televisive trasmesse a 4350 km con l'« Echo I »

Con il satellite artificiale « Echo I », in movimento a circa 1.600 chilometri d'altitudine lungo un'orbita terrestre, adoperato come ponte radio passivo, la stazione sperimentale del Lincoln Laboratory del Politecnico del Massachusetts a Camp Parks (California) ha trasmesso a Millstone Hill, nei dintorni di Westford (Massachusetts), una serie di immagini televisive, tra cui un monoscopio con le iniziali del Politecnico (MIT, da « Massachusetts Institute of Technology »), un cowboy a cavallo ed un foca ammaestrata.
L'impresa è stata effettuata con un'emittente UHF della potenza di 20 kW e operante su una frequenza di 8.350 MHz.
Il gigantesco satellite che misura una trentina di metri di diametro si è parzialmente sgonfiato ed ha perduto circa il 50 per cento del potere riflettente di cui era dotato inizialmente per effetto del continuo bombardamento della micrometeoriti. Pertanto, le immagini ricevute a Millstone Hill sono risultate leggermente distorte. (*u.s.*)

Aritmetica cinese per accelerare il calcolo elettronico

Un tipo di aritmetica in uso in Cina da 2.000 anni sta per essere adoperata per rendere venti volte più spedite le operazioni di calcolo nei « cervelli » elettronici. In base all'aritmetica modulare cinese, i numeri non debbono essere riportati da una colonna all'altra sulla sinistra, come si usa fare nelle normali operazioni di addizione e sottrazione. La normale operazione di riporto comporta un processo più lento che si avverte persino nel funzionamento delle normali macchine addizionatrici elettriche da ufficio. (*u.s.*)

Apparecchio automatico di chiamata e risposta per il magnetofono Telefunken mod. 76

LA TELEFUNKEN ha realizzato come apparecchio complementare per il «magnetofono 76» a nastro a quattro tracce, un dispositivo di chiamata e risposta che permette all'abbonato al telefono, di scambiare chiamate e brevi informazioni col suo interlocutore lontano, senza parteciparvi personalmente.

Il principio tecnico fondamentale si basa sul fatto che col « magnetofono 76 » a nastro sonoro, durante la registrazione di un segnale sopra una pista, si può contemporaneamente udire una eventuale precedente registrazione sull'altra pista scorrente nella stessa direzione. Così vi è ad esempio la possibilità di riservare, fra una informazione registrata sulla pista 2 A in determinate distanze e il testo di risposta, la pista 1 A per la registrazione del discorso di un abbonato chiamante.

Un conveniente complesso pilota, che si trova in una scatoletta che può essere facilmente connessa con spine alla parete posteriore dei collegamenti del registratore a nastro, pone il « Magnetofono 76 », per mezzo del segnale entrante nel senso di arresto rapido, in movimento per un tempo prefissato e connette il nodo *a/b* a corrente continua della linea telefonica con la giusta resistenza di adattamento. Per l'abbonato che chiama si crea così la seguente situazione:

Egli udirà nel suo auricolare, dopo aver formato il numero dell'abbonato telefonico desiderato, del quale è stato fatto il collegamento all'apparecchio di chiamata e risposta Telefunken, un testo, che per es., può suonare così:

« Qui 44531, Studio dell'Avvocato Dr. Klug - Qui 44531, Studio dell'Avvocato Dr. Klug. Al momento il Dottore non è in ufficio. Tuttavia, voi potrete trasmettere una comunicazione della durata di 30 secondi; essa verrà registrata da un registratore a nastro e sarà ascoltata dal Dr. Klug al suo ritorno. Prego, parlate voi, ora! »

« Qui apparecchio automatico di chiamata e risposta... » Sfruttando le possibilità offerte dalla tecnica delle quattro piste gli ingegneri della TELEFUNKEN hanno realizzato, mediante l'impiego del registratore a nastro di grande serie « Magnetophon 76 », che viene accoppiato con un'unità pilota, l'apparato di chiamata e risposta. (Foto TELEFUNKEN)

La durata del tempo di questa comunicazione è di 20 secondi. Durante i seguenti 30 secondi ora l'abbonato chiamante può trasmettere una breve comunicazione o un invito a essere chiamato ad una certa ora. Parimenti, dopo ciò, egli udirà una risposta all'incirca come la seguente, che dura 4 secondi:

« Molte grazie. La vostra comunicazione è stata registrata, l'apparecchio ora viene spento ».

La durata di registrazione di 30 secondi è stata prescelta nella repubblica federale tedesca, affinchè l'intero ciclo non duri complessivamente più di 65 secondi fra comunicazione e risposta.

Poichè i comuni nastri a doppia banda, con una velocità del nastro di 9,5 cm//sec acconsentono una durata di registrazione di 90 minuti, si possono registrare 80 chiamate reciproche, che il possessore dell'apparecchio collegato può udire più tardi per mezzo dell'altoparlante contenuto nell' « M 76 ». Lo stesso nastro col quale si sono registrati sulla traccia 2 A i testi della comunicazione e della risposta, può poi essere sempre riutilizzato, poichè le chiamate registrate sulla traccia 1 A, durante una nuova registrazione, vengono sempre concellate automaticamente prima della nuova registrazione.

La durata della registrazione può essere o abbreviata o allungata corrispondentemente alle norme del Ministero delle comunicazioni in ogni paese.

Affinchè si possa riconoscere se il registratore è munito del giusto nastro sonoro, che contiene i testi di comunicazione e di risposta, appare prima della prima parola del testo della comunicazione un segnale di grande ampiezza. La chiamata in arrivo dall'ufficio delle telecomunicazioni non lascia ora il registratore indefinitamente in moto, ma attraverso l'arresto rapido, lo pone in movimento solo per circa un secondo. All'arrivo di una seconda, o più tardi di una terza chiamata, questo breve segnale perviene alla cuffia nell'« M 76 » e vi induce una tensione, che viene addotta, attraverso l'uscita sincrona ad alta resistenza all'apparecchio di chiamata e risposta e fa in modo che il nastro possa rimanere in movimento per l'intera durata del ciclo di 65 secondi. Con un simile segnale di interruzione viene allora introdotta la cernita finale e con essa la separazione del gruppo dei discorsi. I segnali piloti consistono in oscillazioni sinoidali, il trasferimento delle quali sulla linea telefonica viene interdetto per mezzo di appropriati filtri. Essi sono situati con la loro frequenza al di sopra del campo di trasmissione delle linee telefoniche. Il filtraggio non ha così alcuna influenza sulla qualità della risposta del testo delle comunicazioni, che proviene dalla stessa traccia del nastro, che serve per i segnali pilota.

È possibile anche coll'apparato di chiamata e risposta, utilizzare l'apparecchio telefonico come d'ordinario. Il chiamante può anche sempre servirsi in una data registrazione che sta svolgendosi automaticamente. Egli deve per fare ciò solamente sollevare l'auricolare, con che il commutatore a forcella toglie il contatto fra l'apparecchio telefonico e quello di chiamata e risposta. Il testo della comunicazione e della risposta proveniente dal nastro non raggiunge più, a questo modo, la linea. La condizione di lavoro del registratore risulta così influenzata ed il nastro perviene allo stato di arresto al massimo dopo 65 secondi.

Con una semplice manovra di esclusione l'abbonato al telefono può inoltre separare l'apparato di chiamata e risposta dal registratore, senza con ciò turbare il funzionamento del suo apparecchio telefonico. Egli si trova così nella condizione di utilizzare il registratore a nastro anche nel comune modo finora usato. *A*

Montaggi di autoveicoli « per televisione »

Un nuovo reparto di montaggio è stato recentemente messo in funzione dalla SOCIETÀ STANDARD TRIUMPH presso gli Stabilimenti Canley di Coventry. Per l'efficienza e la sicurezza del controllo della produzione esso è ritenuto uno dei più perfezionati e moderni impianti di montaggio delle automobili. È qui che la Triumph Herald 1200 viene costruita insieme con la T. R. 3 Triumph Sportscar, la Standard Vanguard e vari tipi di veicoli commerciali.
Sono stati necessari due anni per portare a termine la costruzione del nuovo impianto con una spesa di 2,5 milioni di sterline. Detto impianto, progettato da un gruppo di ingegneri specializzati della stessa Società, ha linee di montaggio che permettono una capacità di produzione annua di 250 mila automezzi a un ritmo di lavorazione del 75 %.
Le due principali caratteristiche del nuovo impianto sono la sua sistemazione ed il controllo della produzione. Strutturalmente l'edificio è stato progettato in modo da accogliere sotto lo stesso tetto « un'area di raccolta » capace di un massimo di 500 carrozzerie già verniciate e tutte le parti necessarie alla catena di montaggio, cioè motori, alberi di trasmissione, accessori elettrici, ruote ecc., oltre all'area di montaggio vera e propria.
Il sistema di controllo della catena di montaggio è il primo nel suo genere. Da una sala di controllo il personale qualificato sorveglia e dirige il montaggio nelle sue varie fasi attraverso camere televisive a circuito chiuso che formano parte integrale del nuovo sistema rotatorio automatico installato nella sala di montaggio. Questo sistema di controllo a distanza permette la scelta e l'inserimento automatico nella catena di montaggio di ogni particolare pezzo.
L'ultimo piano è interamente adibito all'area di raccolta del materiale. Qui le carrozzerie, che provengono dal reparto verniciatura, sostano in attesa di essere inserite nell'ultima fase del montaggio.
Il piano centrale dell'edificio ha tre catene parallele di montaggio ciascuna lunga 396 metri. Tali catene sono state progettate per assicurare agli operai addetti un regolare rifornimento dei singoli pezzi al momento giusto e al punto giusto. Un aspetto particolare è costituito dallo spazio destinato alle prove sulla macchina man mano che i vari componenti vengono inseriti.
Alla fine di ciascuna catena di montaggio i veicoli passano su speciali rulli, dove sono collaudati su un'attrezzatura apposita che simula le condizioni stradali. Dopo tale prova passano a quella del getto violento di acqua che riproduce le condizioni in cui una macchina viene a trovarsi in caso di temporale. Ciò serve a controllare la tenuta stagna della macchina.
La parte inferiore dell'edificio è adibita a magazzino. Ivi vengono montati sulle ruote copertoni sgonfi che vengono gonfiati automaticamente un attimo prima che il convogliatore li inserisca nella catena di montaggio a cui gli altri pezzi, provenienti da altri depositi, arrivano a mezzo di carrelli a forcelle ed elevatori.
La centrale di controllo ha un aspetto molto simile a quello di un centro radio televisivo. Cinque macchine da presa televisive Marconi, installate in punti strategici dell'« area di raccolta » permettono di individuare su cinque monitors da 35 cm. le varie parti della autovettura, man mano che passa sulla catena di rifornimento. Tale continuo controllo visivo permette di tenere informato l'ufficio programmazione dell'esatta posizione di ciascun pezzo. Particolari sui colori delle macchine e ogni altro elemento caratteristico, sono riportati in forma codificata su un cartellino apposito su ciascun automezzo; tali dati sono inviati alla sala di controllo per posta pneumatica.
Altre otto camere televisive possono essere impiegate in collegamento con un sesto monitor per controllare il passaggio dei veicoli in ogni fase del montaggio onde mettere in condizioni la sala di controllo di evitare congestioni. Tale sistemazione rappresenta il più moderno metodo per avere un controllo efficace e sicuro della produzione.
Con l'estendersi della tecnica della produzione in massa, un notevole lavoro di ispezione e collaudo finale doveva essere affidato ai concessionari. Ora invece con il sistema instaurato dalla STANDARD TRIUMPH GROUP nella nuova sala di montaggio, la procedura delle verifiche e dei collaudi è cambiata, cosicchè tutta la responsabilità dell'approntamento delle automobili rimane esclusivamente alla Ditta. (*n.b.*)

Un aspetto della prima di tre catene di montaggio. Controllate con circuito di televisione, installate presso la STANDARD TRIUMPH.

La partecipazione del Consiglio Nazionale delle Ricerche alla IX Rassegna Internazionale Elettronica e Nucleare.

Il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha partecipato alle manifestazioni della IX Rassegna internazionale elettronica e nucleare di Roma (11-24 giugno 1962) con un proprio « stand » nel quale sono state presentate le ricerche più recenti di Centri di studio e di Commissioni del C.N.R. relativamente alla cibernetica ed alla genetica. Inoltre, il Consiglio Nazionale delle Ricerche ha concesso il patronato al II Convegno internazione tecnico-scientifico dello spazio, che ha avuto luogo nella sede della IX Rassegna con la collaborazione del Ministero della difesa, dell'Associazione italiana razzi e della Associazione industrie aerospaziali, dal 19 al 23 giugno u.s. (*i.s.*)

notiziario industriale

Amplificatore a sintonia e rivelatore di zero*

Fig. 1 - Vista frontale dell'amplificatore e rivelatore di zero tipo 1232-A.

L'AMPLIFICATORE a sintonia e rivelatore di zero GENERAL RADIO Tipo 1232-A è un amplificatore a transistori, sensibile, a basso rumore, sintonizzabile con continuità da 20 Hz a 20 kHz, con due frequenze a sintonia fissa di 50 kHz e 100 kHz. È inteso principalmente come un rivelatore di zero per ponti, ma ha anche altri importanti usi, fra i quali la rivelazione di segnali ad alta frequenza modulati (con un demodulatore a cristallo), le analisi approssimate di onde a frequenze audio, e la preamplificazione per trasduttori. Le ottime caratteristiche di questo strumento - sensibilità di un μV fondo scala, basso livello di rumore, e sintonia continua - sono il risultato di caratteristiche eccezionali nella ideazione e realizzazione del circuito.

1. CIRCUITI ELETTRICI

1.1. - Preamplificatore.

Degli elementi indicati nel diagramma a blocchi della Fig. 2, il preamplificatore (+ 40 dB) è uno dei più importanti, perchè il minimo segnale rivelabile è determinato dal livello di rumore del preamplificatore. Il tipo di transistore

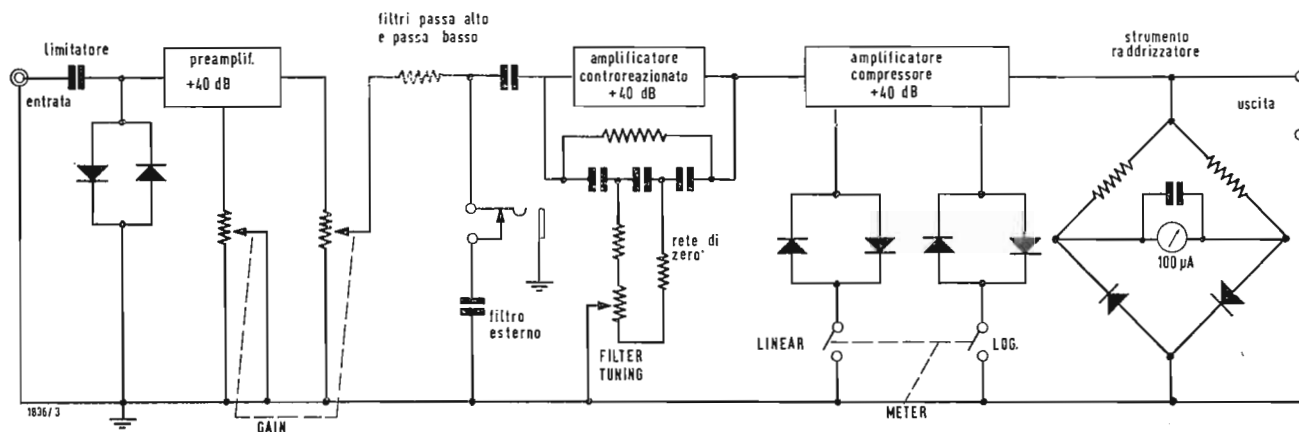



Fig. 2 - Schema a blocchi semplificato.

(*) Lo strumento di cui si da notizia e si descrive il funzionamento è costruito dalla GENERAL RADIO Co. di cui è rappresentante per l'italia la Ditta Ing. S. e Dr. Guido Belotti, Milano.

Fig. 3 - Caratteristiche del filtro.

per il primo stadio è stato scelto per minimizzare il rumore, da sorgenti a bassa ed ad alta impedenza a basse frequenze. Il transistore 2N169A quando viene fatto funzionare con corrente di collettore molto bassa ad una impedenza della sorgente ottima di 50 kΩ ha un livello di rumore da 3 a 5 dB, che è eccezionalmente alta per un transistore. Usando una controreazione negativa l'impedenza di entrata del preamplificatore viene pure resa eguale a 50 kΩ, ed il livello di rumore, letto sul misuratore di uscita, è relativamente costante ed indipendente dall'impedenza della sorgente.

Per proteggere il transistore di entrata da possibile danno dovuto ad elevati carichi d'entrata, esso è preceduto da un limitatore, costituito da un condensatore in serie e da due diodi al silicone in parallelo. Questo circuito impedisce in modo efficace che segnali maggiori di 1 V picco-a-picco possano raggiungere il transistore di entrata e non contribuisce ad elevare il rumore o la distorsione su segnali a basso livello. Col comando di guadagno (GAIN) disposto su 1 μV fondo scala, è possibile collegare l'entrata ad una linea in corrente alternata a 115 V senza danno per il transistore d'entrata.

Il guadagno massimo dell'amplificatore è di circa 40 dB che è adeguato per coprire completamente il rumore degli stadi successivi. La gamma totale del comando di volume è di 120 dB, che riduce la sensibilità fondo scala, e l'attenuazione in dB è all'incirca proporzionale all'angolo di rotazione della manopolina del guadagno (GAIN).

1.2. - Filtri in serie ed in parallelo.

Dopo la preamplificazione il segnale passa attraverso una serie di filtri in serie ed in parallelo, che sono intesi per bloccare le frequenze sopra e sotto la gamma di sintonizzazione scelta. Su tutte le posizioni della manopolina (FILTER FREQUENCY) eccetto le posizioni FLAT (piatta) e 20-200 Hz, un altro filtro di reiezione riduce la risposta a 60 Hz ad un livello superiore a 60 dB sotto la risposta picco.

1.3. - Amplificatore selettivo in frequenza.

Questo amplificatore è costituito da tre stadi con controreazione negativa attraverso un circuito rivelatore di zero, che ha il suo zero alla desiderata frequenza di funzionamento. Dato che c'è controreazione negativa a tutte le frequenze eccetto a quella desiderata, la risposta globale presenta un picco a questa frequenza ed è, grosso modo, equivalente a quella di un circuito sintonizzato avente un Q di circa 20 (5% di larghezza di banda). La caratteristica particolare di questo circuito di zero è la sua sintonizzazione ad elemento singolo. La maggior parte dei circuiti di zero richiedono tre elementi variabili, o condensatori accoppiati o potenziometri accoppiati. Il che comporta molti problemi nell'adattamento e nella messa in passo dei tre elementi per mantenere un buon zero. Il circuito di zero di Hall ha uno zero perfetto in teoria per qualunque posizione del potenziometro di sintonia, ed è possibile coprire la gamma in rapporto 10 : 1 con un potenziometro esponenziale di 40 dB.

I condensatori di sintonia sono commutati per ottenere le varie portate; il che ha il vantaggio di mantenere il livello di impedenza del circuito di zero approssimativamente costante per le tre portate.

Dato che i circuiti di zero a 50 kHz ed a 100 kHz non richiedono d'essere sintonizzati, vengono usati circuiti di zero a doppio T di tipo convenzionale. Nella posizione FLAT (risposta piatta) della manopolina FILTER FREQUENCY tutti i filtri sono esclusi e la risposta in frequenza è piatta entro il ± 3 dB da 20 Hz a 100 kHz. Il guadagno globale dell'amplificatore è ridotto di 26 dB per mantenere il livello di rumore del misuratore di uscita eguale a circa il 10% del fondo scala al guadagno massimo.

1.4. - Compressore dell'amplificatore.

Il guadagno dell'amplificatore selettivo in frequenza è di circa 40 dB, ed altri 40 dB di guadagno sono forniti dal compressore dell'amplificatore, facendo il guadagno totale dell'amplificatore eguale a circa 120 dB. Con la levetta METER (strumento indicatore ad indice) disposta in posizione LINEAR il compressore dell'amplificatore funziona come un amplificatore lineare, pilotante il circuito a raddrizzatore dello strumento e fornente ai morsetti di uscita 1,4 V per deflessione fondo scala dello strumento indicatore. La corrente continua fornita all'ultimo transistore è sufficiente per mandare a fondo scala l'indice dello strumento, ma solo di poco oltre, per cui è impossibile danneggiarlo per sovraccarico dell'amplificatore.

Per uso come rivelatore di zero la levetta METER viene disposta in posizione LOG e la parte superiore della scala dello strumento viene compressa. La gamma dinamica dello strumento a funzionamento logaritmico è di circa 40 dB maggiore della gamma dinamica a funzionamento lineare, sebbene il segnale minimo rilevabile sia eguale.

1.5. - Circuito dello strumento indicatore.

Il circuito dello strumento indicatore ad indice usa un raddrizzatore a doppia onda in modo da raddoppiare la frequenza di ondulazione che passa attraverso lo strumento e così impedire che l'indice vibri visibilmente a 20 Hz. Resistori vengono usati in

luogo di due dei raddrizzatori nel circuito convenzionale a ponte e doppia onda in modo da linealizzare la relazione fra l'indicazione dell'indice ed il livello del segnale e da minimizzare la distorsione.
Nessuna amplificazione in continua è stata introdotta nel circuito dello strumento per cui non vi è alcun bisogno di un aggiustamento dello zero in continua sul pannello frontale e non vi è alcuna possibilità di instabilità dello zero in continua. Cuffie ad alta impedenza, del tipo a cristallo piezoelettrico, possono essere collegate ai morsetti di uscita.

1.6. - Filtri esterni.

Filtri esterni possono essere collegati alla presa EXT FILTER. Quando una spina telefonica è inserita in questa presa il filtro in serie interno è escluso. Il filtro esterno può essere un circuito sintonizzato in serie per escludere la frequenza non desiderata, o un circuito sintonizzato, in parallelo antirisonante per esaltare la selettività. Al fine di calcolare il Q del filtro esterno, la impedenza lato entrata è di circa 700 Ω. Dato che il filtro esterno è inserito nel circuito in un punto oltre il filtro di reiezione a 60 Hz e dove vi è un guadagno di 80 dB al circuito dello strumento indicatore, è importante che il filtro esterno sia schermato e preferibilmente sia costituito da una induttanza toroidale che abbia una minima sensibilità per rilevare rumore di fondo.

2. - USI

L'elevata sensibilità, il basso livello di rumore, e la possibilità di sintonia continua aprono a questo strumento una grande varietà di usi.
La figura 3 indica le caratteristiche di selettivitè in funzione della frequenza.

2.1. - Bilanciamento del ponte.

La combinazione delle caratteristiche sopra accennate consentono di ottenere bilanciamenti di ponti estremamente sensibili, anche con generatori aventi potenze molto basse, a qualunque frequenza, nel campo delle frequenze audio. La possibilità di avere una risposta logaritmica rende non necessari gli aggiustamenti del livello del generatore. La nuova custodia dello strumento ad indice, con scala aperta, facilmente leggibile, facilita ulteriormente il bilanciamento di ponti.
Col ponte GENERAL RADIO tipo 1632-A questo rivelatore di zero rende possibili bilanciamenti di induttanza con una risoluzione di una parte su un milione. Una equivalente precisione per bilanciamenti di capacità può essere ottenuta col ponte GENERAL RADIO tipo 716-C per misure di capacità.

2.2. - Rivelatore-demodulatore.

Per la rivelazione di segnali ad alta frequenza modulati l'amplificatore e rivelatore di zero GENERAL RADIO tipo 1232-A può essere usato col rivelatore voltmetrico GR tipo 874-VQ. La sensibilità è di circa 200 μV fondo scala fino a 2000 MHz.

2.3. - Amplificatore o preamplificatore.

La elevata sensibilità di questo strumento permette il suo uso come preamplificatore per uscite di trasduttori o per entrate di oscilloscopi. Come amplificatore d'applicazione generale di laboratorio esso offre caratteristiche selettive e piatte.

2.4. - Analisi dello spettro audio.

Questo amplificatore sintonizzato può essere usato come un analizzatore di onda di frequenze audio con sensibilità di 1 μV e con larghezza di banda di circa il 5%. Per misure approssimate si può assumere che il guadagno è costante con la frequenza, ma una eccellente precisione può essere ottenuta, se l'amplificatore viene prima tarato con segnale di ampiezza costante a frequenza variabile.
Dato che la portata della scala in dB sullo strumento indicatore di uscita è limitata a 10 dB, un attenuatore tarato è necessario per segnali maggiore. Con lo strumento GENERAL RADIO microvolter tipo 546-C l'entrata all'amplificatore può essere aumentata a gradini di valore noto, per coprire una portata di misura di 120 dB. *A*

Il « Vanguard I » da oltre 4 anni nello spazio

Il secondo satellite americano è in orbita da oltre quattro anni e, tuttavia, continua a trasmettere il suo segnale di identificazione alle stazioni terrestri. Si tratta del minuscolo « Vanguard I », lanciato il 17 marzo 1958, un mese e mezzo dopo il satellite « Explorer I », la cui radio di bordo cessò, tuttavia di, funzionare qualche settimana dopo, per l'esaurimento delle batterie di accumulatori.
Il « Vanguard I » pesa appena 1.470 grammi, ma dispone di una radiotrasmittente alimentata a batterie solari con una durata imprevedibile. Compie un giro della Terra ogni 133,9 minuti su un'orbita inclinata di 34,25 gradi sul piano dell'Equatore e ad una distanza minima di 648 e massima di 3.945 chilometri dalla Terra. La durata prevista del satellite è di 200 e forse 1.000 anni.
Tra l'altro, lo studio delle anomalie della sua orbita ha permesso agli osservatori di accertare che la Terra non è schiacciata ai poli, ma è leggermente a pera.

Aden

La A.B.S. impiega nel suo servizio ad onde corte la frequenza di 7140 kHz al posto della vecchia frequenza di 7170 kHz.

Albania

Il servizio estero trasmesso da Radio Tirana è in onda alle seguenti ore e frequenze: Albanese 19.00-19.30 su 7850 kHz; 22.30-23.00 su 7090 kHz. Arabo 05.30-06.00 su 1088 kHz; 20.30-21.00 su 7090 e 7850 kHz; 23.00 -23.30 su 1088, 7850 kHz. Inglese 23.30-24.00 su 7090 kHz. Francese 23.00-23.30 su 7090 kHz. Greco su 1088 kHz alle 16.00-16.30; 19.30-20.00 su 7850 kHz; 22.00-22.30 su 7090 e 7850 kHz. Italiano alle 16.30-17.00 su 1088 kHz e 21.30-22.00 su 7090 e 7850 kHz. Russo alle 17.30:18.00 su 7850 e 14775 kHz; 20.00-20.30 su 7090 e 7850 kHz. Serbo-croato 17.00-17.30 su 1088 kHz; 21.00-21.30 su 7090 e 7850 kHz.

Argentina

La stazione LRU di Radio El Mundo da Buenos Aires, apre ora alle 10.45 su 15290 kHz in parallelo con LR1 ad onde medie su 1070 kHz.

Brasile

La « Radio per un mondo migliore » è ora in aria dalle 09.00 alle 03.00 nei giorni feriali ed alla domenica dalle 12.00 alle 03.00 su 1550, 2390 kHz.

Cambogia

« La Voce della Cambogia » è una nuova stazione che emette un programma diretto all'Europa su 17710 kHz dalle 06.00-08.00. La stessa stazione emette su 11970 kHz dalle 19.00-20.30 e su 15255 kHz dalle 17.00-19.00.

Canada

Il programma ad onde corte di Radio Canada, P.O. Box 6000, Montreal viene trasmesso alle seguenti ore e frequenze con antenne direzionali verso l'Europa: 21.00-21.45 in francese su 11.720 e 9630 kHz e 21.45-22.30 in inglese sulle stesse frequenze. Durante il pomeriggio altre trasmissioni dirette verso l'Europa vengono irradiate su 17820 e 15320 dalle ore 12.30 alle 17.15 (12.30 in cecoslovacco, 14.00 in polacco, 15.00 in ucraino, 15.30 in russo, 16.30 in inglese e francese, 16.45 in ungherese, 17.00 in slovacco, 17.15 in cecoslovacco (solo su 15320 kHz). Dalle 17.30 alle 19.30 vengono trasmesse su 11.720 e 15320 kHz altre emissioni verso l'Europa (17.30 in cecoslovacco, 18.15 in polacco, 19.00 in tedesco).

Cina

Radio Pekino è in aria nel suo programma diretto al Nord America in Inglese come segue: 02.00-04.00 su 7480, 9480, 11730, 11945, 11975, 15030, 15115, 17765 kHz e dalle 04.00 alle 06.00 su 7350, 9457, 9785, 11820, 12055, 15060, 15260, 17745 kHz.

Cuba

Radio Havana è in aria su 49 e 31 metri come segue: su 5990 kHz dalle 22.00 alle 07.00 (notiziario Inglese dalle 04.00-05.00 e 06.00-07.00); su 6060 kHz dalle 04.45 alle 07.00; su 9685 kHz dalle 22.00 alle 07.00.

Ecuador

Il programma in lingua Inglese denominato « Caribben Call » - « Chiama Caràibi » - viene ora irradiato dalle 00.30 alle 01.00 su 11915 kHz dalla stazione HCJB (La Voce delle Ande) di Quito diretta all'Europa e Caràibi (esclusa l'Isola di Giamaica) e su 15115 kHz diretta agli U.S.A., Canada e Giamaica.

Germania Orientale

Radio Berlino Internazionale emette un programma in inglese per il Nord America alle ore 01.30 ed alle ore 03.00 su 9560 kHz.

Giappone

Nella trasmissione mattinale diretta all'Europa dalle ore 08.30 alle 09.30 la frequenza di 15225 è stata cambiata con quella di 15135 kHz mentre rimangono invariate le altre due: 11870 e 11780 kHz.

Gran Bretagna

Le trasmissioni dall'Osservatorio Reale di Greenwich del segnale radio internazionale avvengono come segue: 04.00 su 16 kHz; 10.00 su 16, 13555, 17685 kHz; 16.00 su 16 kHz; 22.00 su 16, 5807, 13555 kHz. Le frequenze esatte (pari a metri) ed i nominativi sono le seguenti: 16kHz (18750 m) GBR, 5807 kHz (51,65 m) GAY25, 13555 kHz (22,15 m) GIC33, 17685 kHz (16,96 m) GIC37. Le frequenze vengono cambiate a intervalli regolari dipendenti dalle condizioni di propagazione ionosferica.

Gran Bretagna

La nuova scheda dei programmi della BBC diretti al Nord America (General Overseas service) 16.30-19.00 su 17810 kHz e 17.00-18.45 su 15310 kHz.

Israele

La seconda stazione ad onde corte che irradia il programma di Kol Zion Lagolah su 9009 kHz è esattamente su 11915 kHz con una potenza di 10 kW. Questa frequenza è impiegata soltanto durante il programma verso l'Europa dalle ore 19.00 alle 21.45.

Korea

Radio Seul emette verso l'Europa dalle ore 23.00 alle 01.00 su kHz 9640 (HOK5) come segue: 23.00 Inglese, 23.30 Francese, 24.00 Tedesco, 00.30 Russo.

Monaco

La T.W.R. da Radio Monte Carlo emette in svedese su 5950 kHz dalle 16.00 alle 16.25; norvegese dalle 17.00 alle 17.25; inglese su 7260 kHz dalle 08.30 alle 09.00 (alla domenica termina alle 09.30) e dalle 18.45 alle 19.30 su 5950 kHz.

Olanda

Radio Nederland emette in inglese alle seguenti ore: 08.00-08.50 su 11730 e 9590 kHz; 15.00-15.50 su 21565 e 15445 kHz; 20.30-21.20 su 15425 e 11950 kHz; 22.30-23.20 su 11730 e 9590 kHz; 02.30-03.20 su 9590; 6020, 5980 kHz. Il programma delle 20.30 e 22.30 per l'Europa viene trasmesso su 6020 kHz. Il programma in lingua spagnola viene trasmesso dalle 21.30 alle 22.20 su 9590 e 6020 kHz; 00.30-01.20 su 11800 e 9590 kHz; 01.30-02.20 su 11800, 9590 kHz; 03.30-04.20 su 9590, 6020, 5980 kHz, esclusivamente nei giorni feriali.

Persia

La scheda programmi della radio iraniana da Teheran è ora la seguente: Primo programma 08.55-13.15, 13.26-18.30 su 1338, 4840, 7085, 9660 kHz; 18.30-21.30 su 1338, 4840 kHz; 21.30-02.30 su 1338 kHz; 02.30-11.04 su 1338, 4840, 7085 kHz. La potenza dei trasmettitori ad onda corta 100 kW eccetto su 4840 kHz che è di 20 kW. Su 1338 kHz 1 kW dalle 21.30 alle 02.30. Secondo programma 03.55-05.30, 07.25-10.30, 14.25-18.30 su 885 kHz (50 kW). Servizio estero: Urdu alle 13.00 su 1338, 4840, 7085, 9660 kHz; 18.30-22.00 su 885, 7085 (50 e 100 kW); Kurdu 18.30, Arabo 19.30, Persiano 20.30, Russo 21.00, Turco 21.15, Francese 21.30, Inglese 21.45 fino alle 22.00. Le altre stazioni regionali hanno i seguenti orari e le frequenze: Radio Tabriz su 640, 6155 kHz: 03.25-06.00, 08.25-13.00, 13.55-19.30. Radio Rezaich su 1000, 6940 kHz: 12.55-18.00. Radio Sanandaj su 920, 6700 kHz: 03.57-14.27 e 14.30-18.30.

Repubblica Dominicana

Le stazioni radio della Repubblica Dominicana sono in aria non più come « La Voz Dominicana » ma come « Radio Santo Domingo » esse sono: HI2T, HI4T, HI7T su 9735, 5970, 3285 kHz.

Repubblica dell'Africa Centrale

Radio Bangui è in aria alle seguenti ore: su 7220 05.30-07.30, 12.30-13.30 (Lunedì-Venerdì): 12.30-17.30 (Sabato); 07.00-17.30 (Domenica). Su 5035 17.30-22.00 (giornaliera) al Sabato finisce alle 24.00.

U.S.A.

La scheda programmi dell'AFRTS da New York porta il nuovo dato riferito all'Europa: 15.30-18.45 su 21650 kHz; 15.30-19.45 su 17780 kHz; 19.15-22.15 su 11810 kHz; 19.00-23.45 su 9740 kHz; 20.00:23.45 su 9720 kHz; 22.30-23.30 su 5965 kHz; il programma delle 19.45 al sabato e domenica inizia alle 19.00. Il programma delle 19.00 ha luogo solo al sabato e domenica.

Tunisia

La scheda programmi di Radio Tunisia ad onde corte è la seguente: ore 06.00- 08.00 su 11970 kHz, 08.00-16.00 su 17700 kHz, 16.00-18.00 su 11970 kHz, 18.00-00.30 su 5950 kHz.

Varie

Ricordiamo che la banda di frequenza assegnata alle radioaudizioni, regolata con l'ultimo accordo di Ginevra nel 1959, è la seguente:
2300/26.100 kHz. La trasmissione su onde corte è limitata ad alcune zone di questa banda come dettagliato qui di seguito. Alcune frequenze sono impiegate in unione ad altre dei servizi fissi e mobili (nota 1), servizi fissi (nota 2) ed alcune frequenze sono definite tropicali (nota 3):
2300-2498 kHz (3) (1) gamma metri 120; 3200-3400 kHz (3) (1) gamma metri 90; 3950-4000 kHz (2) gamma metri 75; 4750-4995 kHz (3) (1) gamma metri 63; 5005-5060 kHz (3) (2) gamma metri 59; 5950-6200 kHz da m. 50.38 a 48.39; 7100-7300 kHz da m. 42.25 a 41.10; 9500-9775 kHz da m. 31.58 a 30.69; 11700-11975 kHz da m. 25.64 a 25,05; 15100-15450 kHz da m. 19.86 a 19.42; 17700-17900 kHz da m. 16.88 a 16.75; 21450-21750 kHz da m. 13.99 a 13.79; 25600-26100 kHz da m. 11.72 a 11.55.
Le frequenze da 7100-7300 kHz in Regione 2 (America) sono di uso esclusivo per gli amatori.

Vaticano

Il programma in lingua inglese da Radio Vaticano viene emesso alle ore 16.00 e 19.15 su 7250, 9645 e 11740 kHz. *Micron*

dott. ing. Antonio Nicolich

Un nuovo componente: il solion*

In una serie di pubblicazioni americane vengono descritti sotto il nome di solion alcuni elementi elettrochimici di nuovo tipo. Il nome solion vuol significare che gli ioni si muovono entro soluzioni. Questi nuovi elementi costruttivi richiedono solo una piccolissima corrente di riposo. I loro schemi sono semplicissimi, la loro vita è alta. D'altra parte essi sono adatti solo per basse frequenze e sono sensibili alle variazioni di temperatura, agli urti e agli spostamenti.

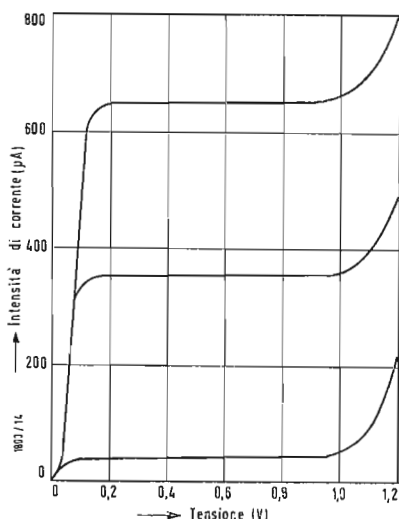



Fig. 1. - Curve tensione-corrente per elettrodi di platino in soluzioni di KJ con 1, o 7, o 14 mMol KJ_3/litro.

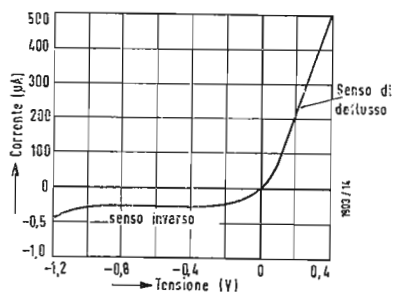



Fig. 2. - Caratteristica di un diodo elettrochimico. La corrente inversa è disegnata in scala fortemente dilatata.

(*) Rielaborato da pubblicazioni europee ed americane e da JOACHIM, K., Das Solion, ELEKTRONIC, gennaio 1962, pag. 7.

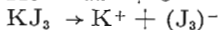
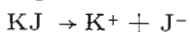
1. - PRINCIPI CHIMICI

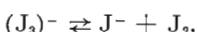
Se si mette l'iodio elementare in una soluzione di iodio e potassio in acqua, si forma la soluzione triiodica di potassio di color bruno-rosso scuro, scoperta dal Johnson nel 1887:

$KJ + J_2 = KJ_3$.

Come il semplice iodio, anche il triioduro di calcio in soluzione acquosa è dissociato. Troviamo accanto agli ioni positivi del potassio K^+, anche gli ioni negativi dell'iodio J^- e gli ioni negativi del triiodio $(J_3)^-$

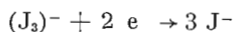
$KJ \rightarrow K^+ + J^-$

$KJ_3 \rightarrow K^+ + (J_3)^-$

Gli ioni $(J_3)^-$ si formano facilmente, ma si separano anche facilmente di nuovo:

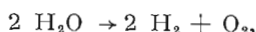
$(J_3)^- \rightleftarrows J^- + J_2$.

Questa fluidità viene sfruttata volontieri per preparare solioni.

Generalmente si adoperano soluzioni, che contengono relativamente molto iodio accanto a poco triiodio (circa 0,01 Mol/litro).

Se si immergono in una soluzione di questo genere, due elettrodi inattaccabili, per es. lastrine di metallo nobile o bastoncini di carbone, non si verifica generalmente alcuna variazione visibile della quantità di triiodio. Gli elettroni migrano all'elettrodo negativo, il triiodio viene ridotto:

$(J_3)^- + 2\ e \rightarrow 3\ J^-$

La soluzione non si consuma. Quando la corrente deve scorrere, gli ioni $(J_3)^-$ presenti soltanto in piccola concentrazione devono essere portati per diffusione all'elettrodo negativo. All'elettrodo positivo non esistono simili difficoltà, perchè gli ioni J^- sono presenti in alta concentrazione. L'intensità della corrente dunque dipende solo dalla velocità colla quale gli ioni $(J_3)^-$ raggiungono l'elettrodo negativo. Se essi si diffondono intorno perchè vengono sospinti da una corrente fluente, o perchè seguono forze in un campo elettrico, è la stessa cosa. Si può sempre guidare la corrente cellulare per mezzo della concentrazione del triiodio.

La fig. 1 indica le caratteristiche tipiche di due elettrodi di platino in una soluzione triiodica. Come si vede occorre una tensione di preconduzione di 0,1 V per entrare propriamente in conduzione. Poi vi sono intervalli relativamente lunghi di tensione, nei quali l'intensità della corrente è praticamente indipendente dalla tensione. L'ampiezza assoluta della corrente è certamente proporzionale alla concentrazione triiodica, in fig. 1 per le tre curve di concentrazione 1, 7 e 13 mMol/litro rispettivamente. Se si inverte la direzione della corrente, si forma praticamente la stessa figura coi segni cambiati. Al di sopra di 1 V, ha luogo un'ulteriore decomposizione dell'acqua:

$2\ H_2O \rightarrow 2\ H_2 + O_2$,

che conduce a sviluppo gassoso e distrugge le cellule.

Accanto alle soluzioni di iodio in acqua, si può impiegare lo stesso sistema anche in altri solventi, per es. su Metanol, Azetonitrile (CH_3CN) o similia. Certamente si può anche non usare metalli nobili bianchi come elettrodi, perchè essi servono da catalizzatore per reazioni secondarie indesiderate, per es. per la formazione di metiliodio. Si possono adottare anche altri mezzi di riduzione, per es. soluzioni acquose di perferrocianide di potassio $K_4[Fe(CN)_6]$ e di ipoferricianide $K_3[Fe(CN)_6]$, o di persolfato di Cer (III) e di iposolfato Cer (IV).

L'intensità della corrente nello stato di saturazione dipende anche fortemente dalla temperatura della soluzione; il coefficiente di temperatura è circa il 2 %/°C. La soluzione non deve contenere il più possibile elementi isolati, specialmente non deve contenere quelli che si lasciano separare; anche l'ossigeno disturba. Se si agitano solioni maggiori, la convezione della soluzione viene scompigliata e general-

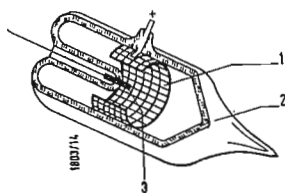



Fig. 3. - Sezione di un diodo-solione. 1 = griglia di platino; 2 = ampolla di vetro avente diametro 6,5 mm e lunghezza circa 25 mm; 3 = bastoncino di platino.

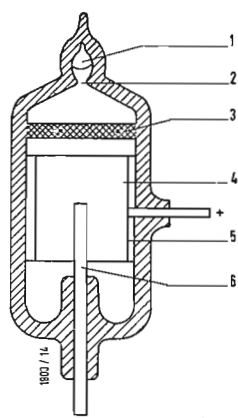



Fig. 4. - La bolla 1, che si forma col riempimento di un solione viene tenuta lontano dal vero e proprio spazio di reazione 4, per mezzo della strozzatura 2 e della parete 3; 5 = anello di platino fungente da anodo; 6 = asticciola di plstino fungente da catodo.

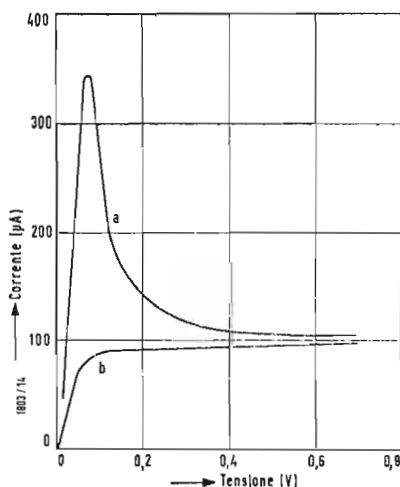



Fig. 5. - Caratteristica tensione-corrente di un diodo-solione: la curva *a* è stata ottenuta in circa 100 sec, mentre la *b* è stata ottenuta in circa 0,01 sec.

mente un'ulteriore quantità di triiodio viene portata all'elettrodo negativo. Si ottengono perciò con l'agitazione generalmente intensità di corrente più forti. Per evitare quest'ultimo effetto, si portano i due elettrodi vicini tra loro; si dispongono per es. alla distanza reciproca di soli 0,5 mm. Allora il trasporto della massa avviene praticamente solo per diffusione, mentre la convezione ha luogo solo nel sottofondo. Simili cellule sono praticamente indipendenti dalla posizione. Allo stesso scopo, può essere utile rendere l'elettrolita alquanto più denso o viscoso.

2. - DIODI ELETTROCHIMICI

L'intera tensione applicata a una cellula a solioni si scompartisce in una parte catodica, che è situata nell'elettrodo negativo, in una parte anodica, che appartiene all'elettrodo positivo e nella caduta di tensione nella soluzione. Se si fa la superficie dell'elettrodo negativo piccola rispetto alla superficie dell'elettrodo positivo e si sceglie la sezione e la concentrazione dell'ioduro di potassio nell'elettrolita relativamente alte, la tensione della cellula è praticamente uguale a quella catodica.

Le fig. 3 e 2 mostrano una sezione schematica attraverso un diodo-solione e la sua caratteristica corrente-tensione. Si riconosce il catodo quasi puntiforme e l'anodo retineo che sono fusi entro un piccolo involucro di vetro.

L'involucro deve essere fatto il più possibile esente da soffiature e deve anche essere reso privo di ossigeno mediante ricottura. Poichè la soffiatura coll'agitazione altera la distribuzione del flusso, si evitano le soffiature che necessariamente si formano con la fusione, in un appropriato spazio di reazione, per mezzo di una o più tramezze di vetro secondo la fig. 4, o per mezzo di una piccola sezione trasversale.

La caratteristica di fig. 2 è molto simile alle comuni caratteristiche dei raddrizzatori. Il rapporto di corrente inversa è di 1 a 500, cioè assai favorevole. Sopra gli elettrodi vi è la nota capacità del doppio strato che si presenta in tutte le superfici di contorno fra conduttori elettronici ed elettrolitici. Essa dovrebbe aggirarsi sui 30 pF/cm². Se il catodo ha la superficie di 1 mm², si ottiene una capacità di circa 0,3 pF, ossia con una frequenza di 10 Hz e con 0,2 V, ciò comporta già la corrente di 4 µA. Se non si vuole peggiorare la corrente inversa di 0,25 µA, non si deve superare sostanzialmente la frequenza di 0,1 Hz.

Anche per un altro motivo fondamentale si deve scegliere la frequenza solo relativamente bassa. Le relazioni mostrate nelle fig. 1 e 2 assumono questa forma solamente quando la tensione varia solo lentamente. Per l'intensità della corrente vale, diciamolo, una complicata equazione differenziale, la cui soluzione dipende non solo dalla tensione, ma anche dalla velocità con la quale la tensione varia. La fig. 5 mostra due caratteristiche dello stesso diodo, delle quali una (*b*) è stata dedotta con velocità bassa, l'altra (*a*) con velocità più alta.

3. - MISURATORI DI CORRENTE (FLUSSUOMETRI) O DI PRESSIONE

Quando ci si dà da fare coi diodi e gli integratori per mantenere in riposo la soluzione, serve il misuratore di corrente illustrato in fig. 6 proprio per trasformare il movimento in corrente elettrica. Quando si tratta di un processo lento, la corrente è essenzialmente limitata dal numero di ioni $(J_3)^-$ che raggiungono il catodo nell'unità di tempo. Essi migrano in seno alla soluzione in riposo, per pura diffusione relativamente lentamente, al catodo, dove vengono subito ridotti. Se ora si permette che la soluzione sia convogliata all'elettrodo negativo, arrivano considerevolmente più ioni $(J_3)^-$ al catodo e la corrente aumenta fortemente.

Se tutti gli $(J_3)^-$, che vengono trasportati dalla soluzione, arrivano realmente nello spazio di reazione direttamente davanti al catodo, la corrente elettrica aumenta linearmente con la velocità del flusso ionico. In realtà le cose non vanno così; la corrente elettrica cresce *più lentamente* della velocità. Con un'appropriata conformazione si può ottenere che la corrente elettrica cresca approssimativamente proporzionalmente alla radice o al logaritmo della velocità della corrente fluida. Il flussometro rappresentato in fig. 6 mostra per altro correnti in entrambe le direzioni come corrente elettrica in unica direzione. Se si tralascia uno dei due elettrodi di rete, la cellula diviene insensibile per le correnti di questa direzione.

Le membrane di materiale artificiale o di gomma superano il moto del flusso circostante sulla soluzione di KJ nell'elettrolita. Ricevitori di questo tipo si possono fare molto sensibili, così che si possono rivelare anche velocità di corrente di 10^{-5} cm³/sec. Se si calcola la velocità del flusso con la legge di Stokes in differenza di pressione, si possono ancora apprezzare alcuni mp/cm². Con sensibilità forte la produzione di fluidità aumenta di 10 cm³ in una camera per 10^4 fino a 10^6 secondi, oppure per 3 fino a 30 ore con velocità della corrente di 10^{-3} fino a 10^{-4} cm³/sec. I misuratori di corrente ammettono ancora frequenze di pressione o di alternanza della corrente fino a circa 100 Hz, certamente con rilevante andamento in frequenza. La fig. 7 indica la sezione principale di un misuratore di corrente a solioni con caratteristica non lineare. In riposo si formerà nella

Tabella 1. - Dati caratteristici di un misuratore di corrente logaritmico tipo SD10 della Texsas Research & Electronic Co.

Diametro 16 mm Altezza 16 mm	
Tensione di alimentazione	max. 0,9 V
Corrente	max. 1,0 mA
Corrente di riposo	50 μA
Corrente per una pressione uniforme di 100 dine/cm²	> 150 μA
Forza retroattiva	10 dine/cm²
Campo di temperatura	da 0 a 60° C
Coefficiente di temperatura della sensibilità	+ 2,5 %/°C
Risposta in frequenza	max. a 90 Hz; — 3 dB a 60 Hz; — 6 dB sotto 60 Hz

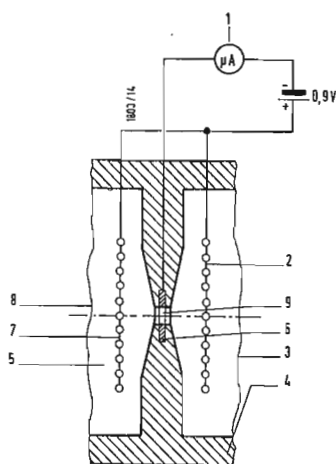
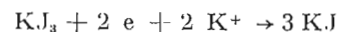



Fig. 6. - Sezione di un misuratore di corrente a solione; 1 = indicatore di corrente elettrica; 2 e 7 = anodi di rete di platino; 3 e 8 = membrane semipermeabili artificiali; 4 = supporto di materiale sintetico; 5 = soluzione; 6 = anello di platino fungente da catodo.

camera a sinistra una concentrazione di ioni $(J_3)^-$ relativamente alta; la corrente elettrica viene sfruttata per diffusione lungo il canale stretto. Con minori velocità di flusso gli ioni $(J_3)^-$ spinti attraverso il canale, si espandono nello spazio di espansione e arrivano tutti rapidamente alla grande griglia di platino, poichè essi scorrono lentamente. Con velocità maggiore, invece, essi scorrono come un raggio ben concentrato, rapidamente e senza forte azione della griglia. Essi pervengono poi nella camera di destra e vengono ridotti all'elettrodo di raccolta. La tabella 1 dà i dati tecnici di un simile misuratore di corrente.

4. - INTEGRATORI

Si considera all'uopo una soluzione triiodica, che è saturata circa a metà alla temperatura minima prevedibile. Questa soluzione si trova in entrambi i compartimenti dell'integratore secondo la fig. 8. Due elettroni vengono portati all'elettrodo sinistro. Con ciò la concentrazione del triiodio viene abbassata nella regione del catodo. Affinchè la soluzione rimanga neutra elettricamente, si devono estrarre dalla zona anodica due ioni potassio positivi:

$$KJ_3 + 2\ e + 2\ K^+ \rightarrow 3\ KJ$$

Allo spazio anodico vengono asportati i due elettroni corrispondenti. Con ciò gli ioni iodio vengono ossidati a triiodio. Anche ora la soluzione rimane elettricamente neutra, perchè due ioni se ne vanno:

$$3\ KJ - 2\ e - 2\ K^+ \rightarrow KJ_3$$

Gli ioni K^+ portano la corrente dallo spazio anodico a quello catodico. Poichè il volume di entrambe le camere rimane costante, la concentrazione degli ioni triiodici bruni in en-

Tabella 2. - Dati caratteristici di alcuni integratori solion

TIPO	SE10	SE100	SE110
Massima tensione ammissibile fra due elettrodi	0,75	0,75	0,75 V
Corrente di entrata massima	100	25	10 μA
Corrente di uscita massima	1	1	1 mA
Temperatura di lavoro	0 ÷ 60	0 ÷ 60	0 ÷ 60° C
Sensibilità dell'integratore	0,2	0,2	2,6 μA/μAsec
Resistenza dinamica di uscita	150	150	25 kΩ
Corrente dell'elettrodo aspiratore	50	10	2 μA
Corrente di uscita in equilibrio	400	350	350 μA
Resistenza di entrata	650	900	1500 Ω
Campo di accumulo	5000	5000	400 μAsec
Costante di tempo	—	3 . 10^6	10^5 sec
Variazione dello zero			
media su 15 min.	± 0,001	± 0,001	± 0,003 μA
media su 1 min.	± 0,05	± 0,05	± 0,05 μA
Attenuazione massima della corrente di uscita dal valore esatto immediatamente dopo l'ammissione della corrente di entrata		0,5	1,0 %
Coefficiente di temperatura della sensibilità	2,4	2,4	2,4 %/°C
Dimensioni	∅ 9 × 38	∅ 18 × 16	∅ 18 × 16 mm
(Gli studi non ultimati non sono noti).			

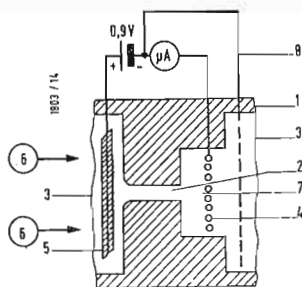



Fig. 7a. - Misuratore di corrente con caratteristica non lineare; 1 = supporto di materiale sintetico con uno stretto canale; 2, 3 = membrane semipermeabili; 4 = grande rete di platino fungente da catodo; 5 = anodo di platino di grande superficie; 6 = direzione della corrente fluida; 7 = spazio di espansione; 8 = elettrodo di raccolta.

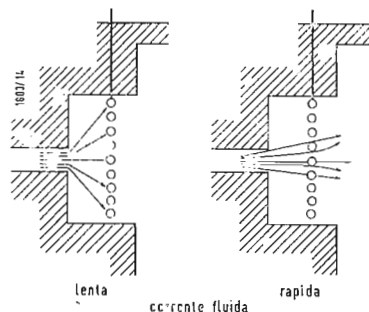



Fig. 7b. - Espansione degli ioni nel flussometro, a sinistra per corrente lenta, a destra per corrente rapida.

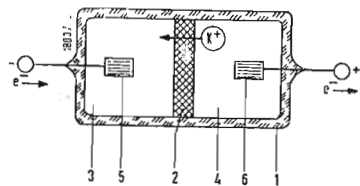



Fig. 8. - Principio dell'integratore. Un involucro 1 di vetro riempito con soluzione triiodica è suddiviso in due camere 3 e 4 per mezzo di una membrana perinselettiva attraversabile dai cationi 2; in ciascuna camera si trova un elettrodo 5 e 6.

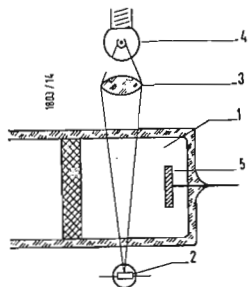



Fig. 9a. - Nella camera di misura 1 la concentrazione $(I_3)^-$ si modifica, e con essa anche il colore della soluzione. Essa viene misurata con la fotoresistenza 2; 3 = lente; 4 = bulbo luminescente; 5 = elettrodo.

trambi gli spazi elettrodici proporzionale alla quantità di corrente che è transitata, diminuisce o aumenta. Questa concentrazione può essere controllata in diversi modi. Per es. mediante misura ottica con fotocella e lampada (fig. 9 *a*) o attraverso la variazione di densità (fig. 9 *b*). Lo spazio catodico aumenta la sua densità per mezzo dell'ingresso di potassio.

La soluzione più semplice è naturalmente quella di misurare la concentrazione triiodica come corrente di sbarramento di un diodo solione. Per far ciò si portano semplicemente, secondo la fig. 10 l'anodo di grande superficie ed il piccolo catodo in una delle due camere. Poichè si desiderano variazioni grosse il più possibile della concentrazione triiodica, si rende questa concamerazione la più piccola possibile. La precisa costruzione di questi integratori non è stata finora resa nota, ma ce se la deve immaginare ben verosimilmente come in fig. 10. Poichè si tratta di una concentrazione media nella camera di misura, lo strumento misuratore indica una corrente media come zero dell'integratore.

Questa corrente diviene poi proporzionalmente alla quantità del flusso, che è transitato nel circuito pilota, diminuita o aumentata. Secondo le circostanze può essere importante compensare elettricamente la corrente di riposo.

Gli ioni positivi devono attraversare la parete di separazione; gli ioni negativi J^- e $(J_3)^-$ invece non devono passare attraverso, perchè altrimenti la differenza di concentrazione fra le due zone potrebbe annullarsi. Esistono già da alcuni anni simili pareti separatrici, che si lasciano attraversare solo da ioni di una polarità, e sono note come *membrane perinselettive* o lamine di scambio degli ioni. Queste membrane non sono assolutamente impermeabili per gli ioni dell'altra polarità, per cui lentamente prende posto un'equalizzazione di concentrazione. Inoltre esse hanno una relativamente alta resistenza elettrica da circa 20 a 50 Ωcm^2. Perciò dapprincipio si è adottato un semplice filtro trivellato di vetro per la separazione dei due spazi elettrodici. Ma ciò ha come conseguenza una sufficientemente rapida ridiffusione, così che poteva essere integrato al massimo entro pochi minuti.

Poichè la funzione elettrica integranda può variare solo lentamente, non più rapidamente di 1 Hz, così si poteva con un tale integratore elaborare più di 100 punti. Perciò si adotterà la resistenza più alta e con ciò si otterranno tempi di ridiffusione più grandi da 50 a 100 volte.

Frattanto è sorto un nuovo procedimento, con l'aiuto del quale, si riesce a diminuire la ridiffusione. I relativi particolari non sono noti; si sa ora che con l'ausilio di un elettrodo aspiratore viene formato nella soluzione un leggero strato, nel quale la concentrazione triiodica viene mantenuta estremamente bassa. Con ciò la resistenza di diffusione aumenta fortemente. Nella tabella 2 sono riportati i dati caratteristici di alcuni integratori a solioni della Texas Reserach and Electronic Corporation, che riposano su questo principio.

Tabella 2

5. - MOLTIPLICATORI

In un corpo isolante si ricavi un canale a pareti piane di circa 10 mm di larghezza, 1 mm di altezza e di circa 20 mm di lunghezza. In fig. 11 questo canale è disegnato dal lato della lunghezza e dell'altezza; i due elettrodi hanno una larghezza di circa 10 mm perpendicolarmente al piano del disegno e risultano tra loro distanziati solamente di 1 mm circa. Fintanto che la soluzione non scorre verso destra, si forma del triiodio all'anodo 3 e il catodo che gli sta di fronte viene corrispondentemente caricato. Poichè qui la soluzione è solo di joduro di potassio, ma non contiene iodio in eccedenza, il catodo di misura 5 praticamente non porta alcuna corrente. Per diffusione usciranno dalla stretta apertura solo ben pochi degli ioni-iodio. Si può regolare la corrente attraverso gli elettrodi 3 e 4 mediante il potenziometro 8. Se ora sulla membrana 6 agisce una pressione, la corrente fluida spinge sull'elettrodo di misura una parte degli ioni triiodici formati, come prima, all'anodo. Quanto più forti sono la pressione *p* e (quindi) la corrente, tanto maggiore è la frazione di corrente, che viene raccolta dall'elettrodo di misura.

Il flusso liquido suddivide dunque la totale corrente stabilita dalla resistenza 8 sul catodo pilota 4 e sul catodo di misura 5. La fig. 12 mostra per due correnti pilota la dipendenza di entrambe le frazioni di corrente, dalla pressione *p* sulla membrana a sinistra.

Si riconosce subito che la corrente è proporzionale al prodotto della corrente pilota determinata colla resistenza 8 per la pressione *p* sulla membrana sinistra. L'apparecchio forma anche il prodotto di due grandezze, in ogni caso fra limiti determinati. Da una parte non si deve superare, in vero una determinata pressione massima, perchè subentrano segni di saturazione. D'altra parte la corrente e la pressione devono conservare i loro segni.

6. - INDICATORI DI PRESSIONE ELETTROCINETICI

Tutte le cellule-solioni fin qui descritte lavorano con soluzioni di ioduro di potassio relativamente buone conduttrici secondo la tabella 3.

Tab. 3. - Conduttività di soluzioni acquose di joduro di potassio.

Concentrazione	Conduttività
0,01 mol/litro	0,0015/cm
0,1	0,01
1	0,14

Tab. 4. - Conduttività del propionitrile $CH_3\,CH_3\,CN$

Costante dielettrica ...	27,7
Viscosità a 20° C	0,34 centipoise
Resistenza specifica ...	2.10^5 Ω cm
Punto di fusione	— 92° C
Punto di ebollizione .	+ 97° C
Densità	0,80 g/cm

Fig. 10. - Sezione schematica di un integratore a solione; 1 = involucro di vetro con ricettacolo di fusione; 2 = camera di alimentazione; 3 = camera di misura; 4 = membrana di separazione; 5 = controelettrodo per la corrente pilota; La camera di misura 3 è disegnata ingrandita sotto a sinistra: 6 = elettrodo pilota a forma di scodellino, che è isolato esternamente; 7 = catodo; 8 = anello anodico del circuito di misura.

Fig. 9b. - L'integratore 1 viene assicurato ad un travicello orizzontale; 2 = coltello e scodellino; 3 = indicatore; 4 = scala graduata.

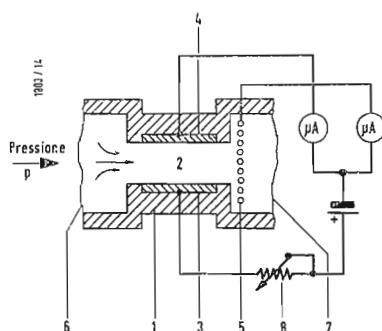



Fig. 11. - Sezione di un moltiplicatore a solione; 1 = corpo di materiale sintetico con canale 2 a pareti piane, qui disegnato eccessivamente largo; 3 = anodo piano incassato; 4 = catodo pilota; 5 = catodo di misura; 6 e 7 = membrane artificiali; 8 = resistenza di regolazione.

Per contro si usano negli indicatori di pressione elettrocinetici liquidi organici cattivi conduttori con alta costante dielettrica, per es. Propionitrile. Le proprietà del propionitrile sono raccolte nella tabella 4.

Questo liquido si trova in una cellula con membrane speciali, in cui sono disposti una lastra di vetro forata e due elettrodi d'argento, che sono rivestiti con alquanto cianuro d'argento. Se si applica agli elettrodi una tensione elettrica, il liquido si muove per elettro-osmosi essenzialmente in direzione contro il campo elettrico.

L'elettroosmosi appartiene agli effetti elettrocinetici. Al limite tra un liquido e un corpo solido si forma il così detto doppio strato di carico.

Se si mette acqua in un sottile tubo di vetro, ioni negativi, per es. ioni OH^- vengono assorbiti dalla superficie del vetro.

I corrispondenti ioni positivi di idrogeno rimangono ancora nell'acqua e formano la così detta parte diffusa del doppio strato. Gli ioni negativi dello strato assorbito risiedono decisamente nella superficie del vetro. Il doppio strato diffuso è invece mobile in parte. Se si applica un campo elettrico, gli ioni positivi si pongono in movimento e si associano all'acqua. In fig. 13 sono rappresentati questi rapporti. Col propionitrile si origina, con un'apertura di vetro avente la sezione di 1 cm², per un'intensità di campo di 10 V/cm, una portata di 10^{-3} cm³/s. Per questo occorre una corrente di circa 25 μA. La pressione dipende dal diametro dei pori. Con 10 V/cm si trova, per un diametro di 10 μm, circa 0,04 p/cm², e per un diametro di 1 μm, circa 4 p/cm². Poichè coi misuratori di corrente a solioni si possono ancora rivelare alcuni millipond per cm², le « micropompe » elettrocinetiche rientrano bene nella serie dei solioni. Se essi vengono raccolti con un misuratore di flusso, si possono raggiungere notevoli amplificazioni di corrente. Con velocità della corrente fluente da 10^{-3} a 10^{-5} cm³/s si ottengono con una soluzione normale di triiodio intensità di corrente da 0,1 a 10 mA. Per ricavare queste velocità di corrente in una cellula elettrocinetica, occorrono solo 0,25 fino a 25 μA. L'amplificazione di corrente sta intorno a 400. La fig. 14 mostra il principio di un simile indicatore di pressione elettrocinetico.

7. - MISURATORI DI ACCELERAZIONE

I misuratori di pressione o di corrente secondo il principio dei solioni si possono usare come sensibili accelerometri.

Particolarmente interessante è un misuratore di pressione angolare, ilquale si ottiene eliminando entrambe le membrane in fig. 6 e 7, e riunendo le due camere con un condotto tubolare. Se esso è circolare con raggio r ed ha N spire, nasce, con un'accelerazione angolare ε, nel piano delle spire, una pressione $p = 2\,\pi\,r^2\,\rho\,N\,\varepsilon$, dove ρ è la

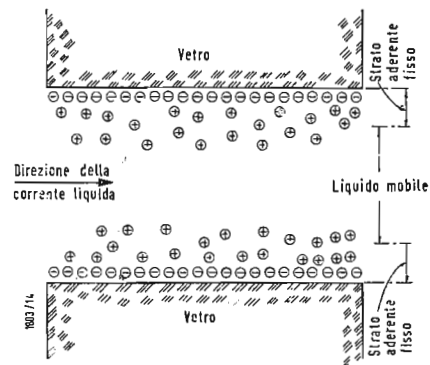
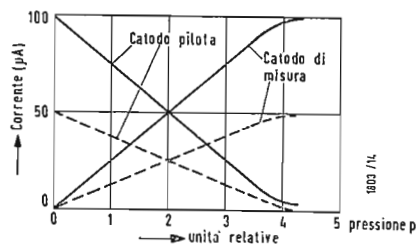



Fig. 12. - Intensità di corrente nel catodo pilota e nel catodo di misura di un moltiplicatore a solione, in funzione della pressione per due diverse forti correnti di regolazlone.

Fig. 13. - Sezione di un capillare di vetro pieno di acqua. Lo strato aderente è spesso solo circa 3 . 10^{-6} mm. Il diametro del capillare generalmente sta fra circa 1 e 10 µm.

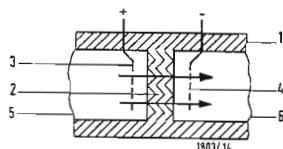



Fig. 14. - Misuratore di pressione elettrocinetico; 1 = tubo isolante; 2 = parete cribrosa di vetro; 3 e 4 = griglie d'argento, che sono rivestite leggermente di AgCN; 5 e 6 = membrane artificiali.
Le camere sono riempite con propionitrile. Le frecce indicano la migrazione del liquido.

densità dell'elettrolita. Con un condotto tubolare di 20 cm di diametro e con 4 spire si possono ancora misurare angoli di circa 6 gradi/sec². Il campo di frequenza ammissibile va da 0 a 0,75 Hz, la massima corrente di uscita ammissibile corrisponde ad una accelerazione di 1200 gradi/sec². Con condotti tubolari maggiori o minori si possono variare leggermente la sensiblità e il campo di misura. Accelerazioni angolari perpendicolari al piano di scorrimento non vengono misurate; con tre di questi apparecchi si possono pure misurare separatamente tutte le tre componenti nello spazio. Un grande pregio dei dispositivi a solioni consiste in ciò che sono molto robusti e che, anche con notevoli accelerazioni lineari, in essi non subentrano alterazione dei valori misurati.

8. - BIBLIOGRAFIA

[1] Hurd, R. M. Lane, R. N.: *Principii di dispositivo di controllo elettrochimico di potenza molto piccola*, « Journ. Electrochemical Society », 104 (1957), pagina 727-730.
[2] Hurd, R. M., Jordan jr., W. H.: *I principi del solione*, « Platinum Metal Review », 4 (1960) Heft 2; pag. 42-47.
[3] Reed, H. B., McQuitty, I. B. e altri: *Il Solion*, « Yale Scientific Magazine », 32 (1958) n. 3; pag. 13-23.
[4] Euler, J.: *Il solione, elemento di controllo elettrochimico*, ETZ-B.12 (1960) Heft 22, pag. 537-540.

Nel programma di fabbricazione della Telefunken per la stagione 1962/63 sono previsti i nuovi tipi di tubi elettronici PC97 e PCF802. Qui sotto vengono descritte le principali caratteristiche di questi tubi.

PC97

Si tratta di un tubo del tipo triodo con griglia quadro con uno schermo interno supplementare, il cosiddetto schermo neutralizzatore. Pentodi e tetrodi hanno capacità interelettrodiche veramente piccole, ma anche caratteristiche di rumorosità indesiderabili. Per gli stadi preamplificatori nei selettori di canali per televisione in VHF, è perciò molto vantaggioso l'equipaggiamento con triodi, come nel circuito cascode con doppi triodi PV88. Esiste naturalmente anche uno schema con catodo a massa neutralizzato formato con un solo triodo che viene spesso adottato, specialmente quando il triodo ha, come il PC97, una capacità di reazione C_{ag} notevolmente piccola, ottenuta mediante l'introduzione di una schermatura di nuovo tipo all'interno dell'unità triodica. Questa capacità ha potuto essere ridotta al valore di circa 0,48 pF. Con la griglia quadro si è raggiunta la pendenza di 13 mA/V.

PCF802

Questo tubo è stato studiato per circuiti di oscillatori sinoidali nei ricevitori di rumorosità, che si presentano in quelle applicazione, nelle quali il triodo ($\mu = 70$) lavora come tubo a reattanza. Esso può essere facilmente usato negli schemi, nei quali finora è stato adottato il ben noto tubo PCF80. Poichè le connessioni allo zoccolo di detti due tipi di tubi sono le stesse, si possono sfruttare ancora le basette dei circuiti stampati preesistenti. In seguito alla diminuita sensibilità ai disturbi, si può ammettere un'alta tensione nel circuito di accensione fino a 65 V.

dott. ing. Antonio Turrini

Alimentatore per la polarizzazione dei diodi tunnel*

Fig. 1. - Un alimentatore per diodo tunnel consiste essenzialmente in una batteria e in un divisore di tensione resistivo.

Fig. 2. - Alimentatore a batteria usato in pratica col controllo per variare la polarizzazione. La batteria può essere o del tipo per foto flash o del tipo a mercurio.

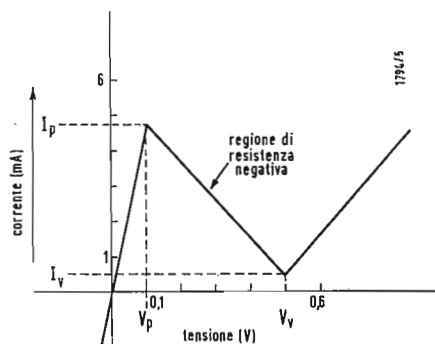
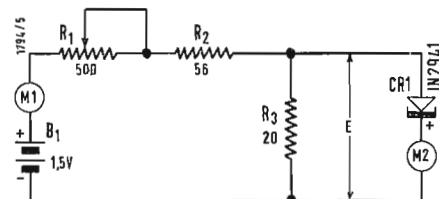
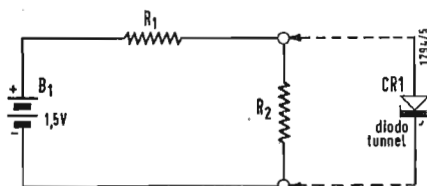



Fig. 3. - Diagramma che indica i risultati delle misure eseguite col circuito dell'alimentatore di Fig. 2 e con un diodo tunnel GE 1N2941.

PER IL TECNICO elettronico il diodo tunnel apparso nel 1958 è oggi all'incirca sullo stesso piano raggiunto dal transistor molti anni dopo la sua apparizione nel 1948. Il diodo esiste, ma il costo di quasi tutte le sue varietà è molto alto. Tuttavia nelle riviste elettroniche appaiono semplici circuiti sperimentali a diodo tunnel.

Uno dei diodi tunnel meno costosi, al tempo del presente scritto, è il GE-1N 2941, che è stato acquistato per 4,15 dollari. Esso può certo diventare il diodo tunnel « cavallo di battaglia » sperimentale, come lo era il transistor Raytheon CK722. Il diodo tunnel richiede un alimentatore della polarizzazione continua, di bassa impedenza e stabile. Sia che lo si usi come amplificatore, sia che lo si usi come oscillatore, è necessario polarizzare il diodo nella regione di resistenza negativa della sua curva caratteristica. Questa regione di resistenza negativa non è lineare, perciò piccole variazioni di polarizzazione, porteranno a variazioni di conduttanza con considerevole modificazione del guadagno del circuito.

Come con i transistor, piccole batterie sono una logica fonte di polarizzazione per i diodi tunnel, perchè questi richiedono bassa tensione e bassa corrente. Una batteria presenta anche la necessaria bassa impedenza, e la richiesta tensione costante. Gli alimentatori raccomandati per diodi tunnel al germanio, impieganti batterie sono simili al circuito di fig. 1. Colà, un circuito resistivo composto da R_1 e R_2 è derivato sulla batteria. La R_2, di questo divisore di bassa resistenza, ai cui capi è collegato il diodo, deve avere un valore basso, diciamo $18 \div 22\ \Omega$; il valore di R_1 viene scelto in modo da dare al diodo la polarizzazione adatta, compresa fra 125 e 150 mV ($0{,}125 \div 0{,}150$ V) per i diodi tunnel al germanio.

Un alimentatore a batteria usato in pratica è dato in fig. 2. Un circuito resistivo comprendente R_1, R_2 e R_3 è derivato sulla batteria; il diodo è in parallelo alla resistenza R_3 di 20 Ω. Poichè talvolta le caratteristiche dei

(*) REED, H., Tunnel Diodo Bias Supplies, ELECTRONIS WORLD, febbraio 1962, pag. 45.

Fig. 4. - Alimentatore in c.a., che impiega un diodo al silicio per la rettificazione e un altro diodo per la stabilizzazione. Il diodo stabilizzatore è polarizzato in senso diretto e presenta bassa impedenza. (Nota: CR1 e CR2 sono diodi al silicio della Int. Rect. Corp.).

diodi tunnel sono soggette a variazioni, è stato incluso il controllo R_1 per regolare la polarizzazione di ogni singolo diodo al punto ottimo, nella regione di resistenza negativa. Per dare al tecnico un esempio di ciò che si può ricavare con questo alimentatore, si riportano le seguenti misure, che sono state fatte impiegando un diodo 1N 2941. Per queste prove i misuratori di corrente sono stati inseriti nei punti indicati in fig. 2.

Si comincia portando il controllo R_1 alla massima resistenza, poi ruotando il regolatore stesso, si fa aumentare gradatamente la tensione ai capi del diodo e la corrente attraverso esso, come si legge sul misuratore M_2. Quando E ha raggiunto 100 mV (0,1 V) che è la tensione di punta massima, la corrente di punta massima I_p è risultata 4,8 mA, poi è diminuita bruscamente ponendo il funzionamento del diodo nella parte a resistenza negativa della sua curva caratteristica. Aumentando la tensione a 500 mV (0,5 V), che è la tensione di punta minima V_v, il misuratore M_2 ha indicato 0,5 mA, che è la corrente di punta minima I_v, poi la corrente ha cominciato ad aumentare di nuovo, incrementando ulteriormente la tensione. Questi risultati relativi all'1N 2941 sono mostrati dalla curva di fig. 3. I valori misurati sono simili alle specifiche del fabbricante. Con la polarizzazione corrispondente al valore ottimo di 130 mV, la corrente attraverso il diodo è risultata di 3,6 mA. Il misuratore M_1 indica la corrente totale del circuito, che è risultata di 6,3 mA, per 130 mV di polarizzazione. Il regolatore R_1 può variare la tensione ai capi del diodo, da 50 a 550 mV. La batteria può essere una normale pila per fotoflash o un elemento stilografico. Si preferisce una piletta a mercurio per la sua maggior durata e per la tensione di uscita più costante durante il decorso della sua vita. La vita della batteria viene notevolmente abbreviata dall'uso continuo o da prolungati esperimenti, a motivo del divisore di tensione di bassa resistenza necessario per polarizzare il diodo tunnel. Ciò si può notare rilevando la differenza delle indicazioni fornite da M_1 e M_2. Un alimentatore c.a. usato per l'1N2941 è mostrato in fig. 4. In questo circuito viene impiegato un trasformatore per filamenti a 6 V; la tensione alternata viene rettificata dal diodo al silicio CR_1. Un circuito R_1, C_1 e C_2 filtro della componente alternata segue l'uscita raddrizzata. L'uscita viene poi stabilizzata dal diodo CR_2 polarizzato in senso diretto, collegato all'uscita dell'alimentatore attraverso la resistenza R_2. Un divisore di tensione a bassa resistenza R_3 e R_4 è commesso in parallelo al diodo stabilizzatore per la polarizzazione del diodo CR_3. La capacità C_3 fornisce un ulteriore filtraggio. La polarizzazione del diodo tunnel CR_3 può essere variata da 40 mV a 600 mV regolando il controllo R_3, e la tensione di uscita attraverso il diodo stabilizzatore rimane costante quando il diodo tunnel lavora nella sua regione di resistenza negativa.

Un altro alimentatore a c.a. usato dall'autore è rappresentato in fig. 5. La tensione di alimentazione alternata è anche qui fornita da un trasformatore di accensione a 6 V. Dopo raddrizzamento e filtraggio l'uscita del circuito di filtro viene stabilizzata dal diodo Zener CR_2. Il diodo Zener aiuta perciò a diminuire la componente di ronzio. La polarizzazione si ricava ai capi della resistenza R_5 ed è regolabile da 30 mV a 500 mV per mezzo di R_4. Un elemento caratteristico aggiuntivo di questo alimentatore è la resistenza variabile R_3. Questa fornisce una sorgente c.c. controllata separatamente per transistor o altri dispositivi dello stato solido, che debbono usarsi in unione col circuito del diodo tunnel. Col diodo tunnel 1N2941 polarizzato con 150 mV, l'uscita dal controllo R_3 utilizzabile può essere variata da 2,5 V a 3,9 V.

Quando il tecnico lavora coi diodi tunnel deve prendere quelle precauzioni, che sono raccomandate per altri diodi e per i transistori — come l'osservare i dati limiti massimi di funzionamento e il calore dissipabile quando si applica il ferro saldatore ai suoi terminali, se non si dispone di uno zoccolo. Si devono controllare i valori relativi a V_p, V_v, I_p e I_v specificati dal fabbricante, dato che i risultati potranno variare con diodi di di diverso tipo. *A*

Fig. 5. - Alimentatore in c.a., che impiega un diodo Zener per la stabilizzazione. L'uscita si varia col controllo R_4, mentre R_3 fornisce un'uscita variabile da 2,5 a 3,9 V per altri dispositivi. (Nota: CR_2 è un diodo Zener MZ 3.9T10 della Int. Rect. Corp.).

a. n.

Progettazione rapida di filtri coassiali accoppiati*

Questo schema di calcolo consente la rapida determinazione dei parametri necessari alla costruzione di un filtro a più cavità in funzione della selettività richiesta.

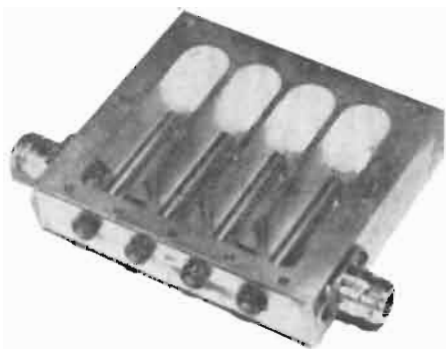



Fig. 1 - Interno del filtro finito.

I FILTRI passa banda, che impiegano le costanti concentrate convenzionali, bobine e condensatori, sono stati lungamente sfruttati nella pratica normale per eliminare interferenze ad audio frequenza e fino alla gamma delle V.H.F.

Al di sopra di circa 4 kMHz le dimensioni delle guide d'onda divengono convenientemente piccole per costruire filtri, che danno un'eccellente risposta quando accoppiati ad una guida di onda. Nel campo da 1 a 4 kHMz, il progetto con costanti concentrate non è possibile e le guide d'onda sono troppo grosse. Per questa banda si possono produrre filtri passa banda a risonatori coassiali accoppiati, aventi dimensioni convenienti e con risposta prossima a quella prevista in sede di progetto.

1. - PROGETTO RAPIDO

Gli elementi di progetto qui presentati forniscono un metodo molto rapido per determinare tutti i parametri importati partendo da un gruppo di dati specifici. Questo metodo è basato su considerazioni teoriche, ma è *reso pratico* per accordarsi con differenze osservate sperimentalmente fra teoria e risultati pratici.

2. - ESEMPIO DI PROGETTO

Studio di filtro passa banda avente le seguenti caratteristiche:
Frequenza centrale di progetto (f_0) 1270 MHz (λ_0 = 23,6 cm);
Banda passante con attenuazione 3 dB
Banda passante con attenuazione 20 dB (B_{20}) 100 MHz;
Perdite d'inserzione minori di 0,5 dB;
Connettori tipo *N*.

3. - PROCEDIMENTO DI PROGETTAZIONE

Numero dei risuonatori *n* e perdite di inserzione.
Dalla tabella relativa alla fig. 2 e per $B_{20}/B_3 = 1{,}666$, si trova $n = 4$.

Secondo una buona regola di uso pratico per una cavità ben progettata, si ha:
perdita di inserzione (dB) = $n \times 0{,}1$, perciò:
$n \times 0{,}1 = 4 \times 0{,}1 = 0{,}4$ dB.
Questo dato risulta in accordo con la esperienza.
Dalla fig. 2 e dal risultato precedente n=4, si trova (fig.3) B minimo:

$$B_{min} = 25{,}4 \frac{k \sqrt{f_{o(MHZ)}}}{100 \cdot B_{3\text{-}MHZ}} \text{ mm,}$$

con $k = 4{,}5$ si ottiene $B_{min} = 6{,}6$ mm si ammette anche 19 mm. perchè questo valore dà luogo ad una perdita minore ed è più facile da realizzare meccanicamente. La dimensione B non deve superare 1/4 della lunghezza d'onda.
Allora:

$$d = \frac{B}{3} = 6{,}35 \text{ mm.}$$

$$W = nB + 25{,}4 + \frac{1}{8}(n - 1)25{,}4 = $$
$$= 111 \text{ mm.}$$

(avendo posto B = 19 mm)

$$T = B + \frac{25{,}4}{2} = 31{,}7 \text{ mm.}$$

$$L = \frac{\lambda_0}{4} + B + \frac{25{,}4}{2} = 90{,}6 \text{ mm}$$

4. - COSTRUZIONE E RITOCCHI SPERIMENTALI

La foto di fig. 1 mostra la struttura interna dell'unità completa. Dapprincipio si sono praticate aperture nelle pareti comuni per disporre circuiti di accoppiamento interstadio, queste aperture sono poi state allargate a più riprese per ottenere un accoppiamento più forte. Quando queste aperture hanno raggiunto il punto di diminuire il ritorno ($\cong \lambda_0/12$) si sono introdotte le spire di accoppiamento fra gli stadi, e si è regolata la loro lunghezza, con controllo oscillografico e alimentazione con vobulatore, finché si è raggiunto l'accoppiamento critico. La fig. 4 indica le dimensioni del filtro. La curva

(*) Bostick. G., *Electronic Industries*, Agosto 1961, pag. 108.

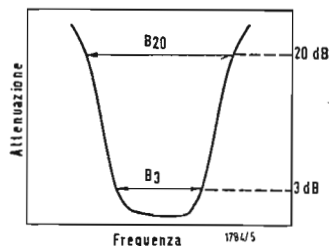



Fig. 2. - Caratteristica frequenza attenuazione del filtro coassiale,

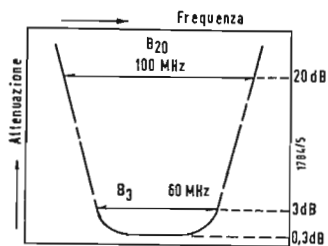



Fig. 5. - Curva di risposta tipica di un filtro coassiale.

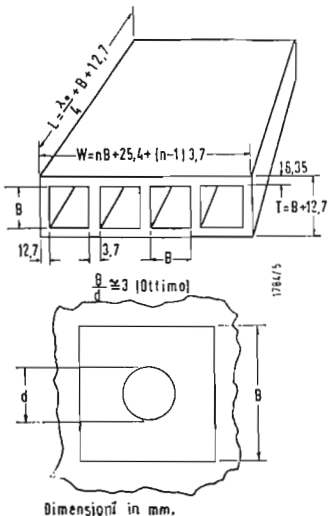



Fig. 3. - Dimensioni principali per un filtro a quattro cavità.

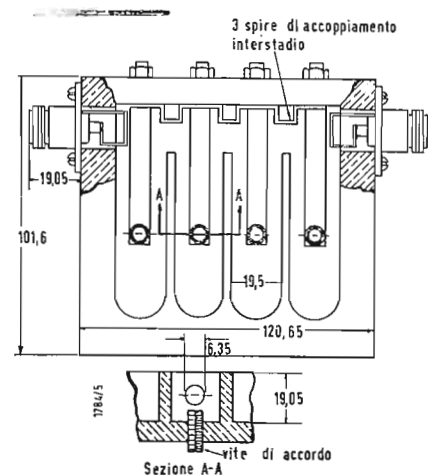



Fig. 4. - Dimensioni costruttive di massima del filtro descritto.

di risposta di questo filtro, così studiato, è data in fig. 5.

5. - OSSERVAZIONI

Fughe magnetiche fra gli stadi distruggono la risposta k del filtro nella forma di introdurre altre perdite di inserzione, e di rendere dissimmetriche le curve; per evitare ciò le cavità sono contenute in un grosso blocco di ottone, il coperchio e la sua superficie interna sono lavorati e costituiscono la massa. Per eliminare qualche fuga residua, si è inserito tra il blocco ed il coperchio una lamina di rame dello spessore di 0,127 mm.

Le spire di accoppiamento di entrata e di uscita devono essere identiche per ottenere la minima perdita d'inserzione di cui è capace il filtro. La tolleranza diviene sempre più critica all'aumentare della frequenza centrale di progetto del filtro. *A*

Tabella per il calcolo del numero di cavità in funzione del rapporto B_{20}/B_3

Valore del rapporto B_{20}/B_3	numero cavità n	k
1,25 ... 1,30	6	9,5
1,30 ... 1,50	5	6,8
1,50 ... 1,80	4	4,5
1,80 ... 3,00	3	2,8
3,00 ... 4,00	2	1,7

dott. ing. Franco Maggi

Amplificatori con reazione positiva e negativa*

Contrariamente ad una credenza assai radicata, l'autore dimostra che l'invertitore di fase ad accoppiamento catodico (long-tailed pair) introduce una distorsione non trascurabile. Utilizzando però questo stadio nel circuito della reazione negativa egli ottiene un amplificatore con distorsione straordinariamente bassa.

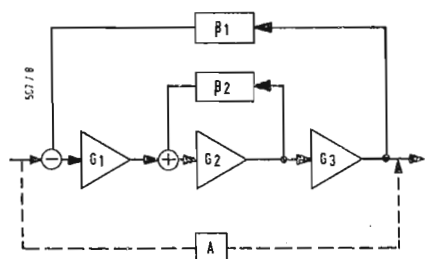



Fig. 1 - Amplificatore con reazione esterna negativa ed interna positiva.

DIVERSI ANNI FA lo scrivente pubblicò due articoli (1) riguardanti il progetto e la costruzione di audio-amplificatori, che utilizzavano principalmente la reazione negativa, ma con un certo grado di reazione positiva all'interno del circuito. Alcuni lettori costruirono questi amplificatori e tutti ne furono soddisfatti.

Coloro che hanno interesse a conoscere i dettagli di questi amplificatori possono consultare gli articoli originali. Parecchie difficoltà si incontrarono nell'esecuzione del circuito; le principali furono:

1) la realizzazione del trasformatore d'uscita che non era stato progettato per le prestazioni che poi gli si richiedevano.

2) nel secondario del trasformatore di uscita era presente una piccola tensione continua verso terra.

3) l'invertitore (primo stadio dell'amplificatore), non era incluso nel circuito della reazione negativa, così che la distorsione prodotta da questo si ritrovava, in uscita, senza alcuna attenuazione.

Entrambi gli amplificatori avevano, poi, normali trasformatori d'uscita, con i secondari collegati in modo particolare.

L'altoparlante era collegato alle prese 0 e 16 Ω del secondario, e la presa 4 Ω era collegata a terra (per la corrente alternata), in modo da ottenere un'uscita bilanciata da un trasformatore costruito per essere applicato con uscita sbilanciata.

Il tipo di trasformatore d'uscita era specificato con cura, e quelli che furono così ingenui di costruire i loro amplificatori con altri trasformatori, ebbero come risultato instabilità ed oscillazione.

Per un po' di tempo le ragioni per le quali un trasformatore andava bene e altri no rimasero misteriose, ma si pensò che la causa potesse essere lo sbilanciamento capacitivo fra ciascun terminale dell'avvolgimento e la terra. Un cento per cento di reazione negativa la si ottenne collegando direttamente i terminali del secondario ai catodi dei tubi dello stadio pilota. Si introdusse la reazione positiva interna collegando ciascun anodo di un tubo alla griglia dell'altro.

La polarizzazione per questi tubi fu ottenuta inserendo un resistore in parallelo tra la presa centrale del secondario del trasformatore di uscita (cioè presa 4Ω) e la terra, così che l'intero secondario si veniva a trovare, alla stessa tensione continua di polarizzazione dei catodi dei tubi dello stadio pilota.

Se il cavetto dell'altoparlante veniva collegato al telaio dell'amplificatore, la polarizzazione risultava alterata e normalmente si producevano oscillazioni. Tuttavia il cavetto dell'altoparlante non viene generalmente collegato a terra e questo non provoca gravi inconvenienti.

L'invertitore non venne incluso nel circuito della reazione negativa, dato che si desiderava ridurre il numero degli stadi del circuito stesso. Per la inversione venne usato, un invertitore ad accoppiamento catodico (long-tailed Pair). Si pensò saggiamente di rendere questo circuito perfettamente lineare per evitare possibili distorsioni, e così, ponendolo fuori dal circuito di reazione negativa, non ci si aspettava di aumentare sensibilmente la distorsione stessa. Sebbene le prestazioni dell'amplificatore risultassero ottime, la distorsione si mostrò alquanto maggiore di quanto non ci si aspettasse.

Dal momento che l'unica possibile fonte di distorsione poteva essere l'invertitore, si eseguì uno studio approfondito sull'invertitore ad accoppiamento catodico, con risultati, sotto certi aspetti, sorprendenti:

La sezione « alta fedeltà » è redatta a cura del dott. ing. ANTONIO NICOLICH.

(*) di CHARLES P. BOEGLI; tradotto da *Audio*, aprile 1961, pag. 18

(1) C. BOEGLI: A 35 W « Infinite-Feedback » Audio Amplifier, *Radio and Television News*, luglio 1954, pag. 39.
C. BOEGLI: A 13 W All-Triode « Infinite-Feedback » Amplifier, *Radio and Television News*, novembre 1955, pag. 68.

1) definendo il guadagno come il rapporto del segnale totale uscente da anodo ad anodo rispetto a quello entrante da griglia a griglia, il guadagno del tubo ad accoppiamento di catodo è il medesimo di quello di un'unica valvola che funzioni in condizioni analoghe.

2) in causa dell'alta tensione continua ai catodi delle valvole, il segnale di uscita risulta alquanto limitato in grandezza a meno di non aumentare eccessivamente la distorsione.

3) la curva di distorsione di questo stadio ha la forma tipica di quella di un circuito senza degenerazione e ciò suggerisce che non vi è miglioramento della linearità che sia dovuto a degenerazione.

Si era allora sicuri che l'invertitore fosse la principale sorgente di distorsione dell'amplificatore.
Per ridurre questa distorsione l'invertitore avrebbe dovuto essere introdotto nel circuito di reazione negativa; non si conosceva quale effetto la reazione positiva in questo stadio, avrebbe avuto sul sorgere della distorsione negli stadi precedenti.
Questa mancanza di cognizioni aggiunta al desiderio di analizzare l'instabilità che l'amplificatore subisce per piccole variazioni effettuate in certi componenti, rese chiara la necessità di indagare ulteriormente sugli amplificatori utilizzanti la reazione positiva assieme alla negativa.
Questi circuiti sono stati analizzati abbastanza profondamente. Il presente articolo spiega il lavoro che è stato fatto e descrive l'amplificatore, migliorato, che da questi studi è derivato.

Fig. 2 - Stadio in « push pull » con reazione positiva.

1. - ANALISI DEGLI AMPLIFICATORI CON REAZIONE NEGATIVA E POSITIVA

La fig. 1 mostra uno schema a blocchi di un amplificatore che utilizza principalmente la reazione negativa, con reazione interna positiva.
Ciascun blocco dell'amplificatore può essere formato da un numero qualsiasi di stadi, ed, in generale i termini G e β, che indicano il guadagno e il fattore di reazione, possono essere considerati variabili complesse.
Un'analisi precisa mostra che l'amplificazione del circuito risulta essere:

$$A = \frac{G_1 G_2 G_3}{1 - G_2\beta_2 - G_1 G_2 G_3 \beta_1} \quad (1)$$

dove β_2 è il fattore di reazione positiva e β_1 il fattore di reazione negativa. Quando i valori numerici vengono introdotti nell'equazione (1) occorre prestare particolare attenzione ai segni (+ per la reazione positiva e — per quella negativa).
Nella normale analisi degli amplificatori di questo tipo, il valore della reazione positiva viene approssimato in modo che risulti $G_2\beta_2 = +1$. Di conseguenza se la reazione negativa è eliminata, lo stadio rappresentato da G_2 risulta oscillante. Sostituendo $+1$ al posto di $G_2\beta_2$ nell'equazione (1) risulta:

$$A = \frac{-1}{\beta_1} \quad (2)$$

Questo è il risultato che si otterrebbe con un amplificatore a reazione normale negativa se il guadagno fosse infinito.
L'effetto della reazione positiva sulla distorsione introdotta da ciascuno stadio può essere determinato fissando una tensione di disturbo δ da applicarsi alle uscite dei vari stadi e determinando poi la tensione agli stessi punti, con un procedimento simile a quello usato per ottenere l'equazione (1).
Si sono ottenuti i seguenti risultati:

1) Per un fattore di disturbo δ applicato all'uscita di G_1 o di G_3, si produce una tensione, nello stesso punto, il cui valore è:

$$\frac{G_1 G_2 G_3 \beta_1 \delta}{1 - G_2\beta_2 - G_1 G_2 G_3 \beta_1}.$$

Se $G_2\beta_2$ lo si fissa in modo che sia esattamente uguale a $+1$, l'espressione si riduce a $-\delta$, mostrando che la distorsione, introdotta in qualsiasi stadio, eccettuato quello ove vien generata la reazione positiva, viene completamente annullata.

2) Per un fattore di disturbo δ applicato all'uscita di G_2, si genera una tensione, nello stesso punto, il cui valore è:

$$\frac{(G_1 G_2 G_3 \beta_1 + G_2\beta_2)\,\delta}{1 - G_2\beta_2 - G_1 G_2 G_3 \beta_1}$$

Se $G_2\beta_2$ si fissa uguale a $+1$, l'espressione diviene:

$$-\delta\,\frac{(G_1 G_2 G_3 \beta_1 + 1)}{G_1 G_2 G_3 \beta_1}$$

e quando questa tensione si somma a quella causata dal fattore di disturbo introdotto, δ, si ha:

$$-\delta\,\frac{1}{G_1 G_2 G_3 \beta_1}$$

il che rappresenta una riduzione della distorsione uguale al guadagno del circuito di reazione positiva.
Il guadagno del circuito, dovrà essere il più alto possibile anche quando vi è la reazione positiva, perchè la distorsione, che si genera nello stadio ove è introdotta la reazione positiva, si riduce proporzionalmente.
Un'osservazione assai interessante sull'equazione (1) può essere subito anticipata.
Si supponga che il circuito di reazione interna sia regolato in modo che si abbia $G_2\beta_2 = +1$, per tutta la banda di frequenza da zero all'infinito. La equazione (1) si semplifica allora nell'equazione (2), cioè si verifica che il guadagno totale è completamente indipendente dai guadagni di ogni singolo

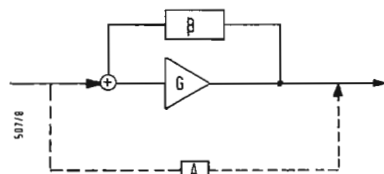



Fig. 3 - Amplificatore con reazione positiva.

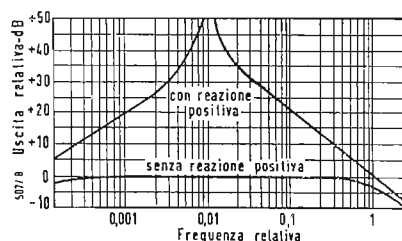



Fig. 4 - Curva di risposta di un singolo stadio, con e senza reazione positiva.

stadio (anche se questi possano essere entità complesse) ed assume il valore dell'inverso del fattore di reazione negativa.

Il fattore β_1 può, tuttavia, esser reso costante in una banda di frequenza straordinariamente larga, certamente, se lo si desidera, fino al valore nullo di frequenza come limite inferiore e fino alle radio frequenze come limite superiore.

Sarà allora possibile ottenere dall'amplificatore una risposta uniforme e livellata anche con gli stadi interni, (e, in particolare, con un trasformatore d'uscita) dalle caratteristiche assai povere.

Non interviene alcun problema di instabilità, fino quando β_1 si riduce a zero, il che accade, come abbiamo osservato solo a frequenze molto più alte di quelle che si riscontrano nei circuiti audio.

Quando tali frequenze sono in giuco, devono essere presi drastici provvedimenti per assicurare la stabilità.

Sfortunatamente il problema di rendere $G_2\beta_2 = +1$ in una larga banda di frequenze, appare insolubile. Nonostante i più prudenti ed accurati accorgimenti il valore di G_2 precipita, alle alte frequenze. Ciò è dovuto alla azione delle capacità interelettrodiche o di tipo più svariato che sorgono. Ora questa diminuzione rapida del guadagno si verifica talvolta alle frequenze che interessano i circuiti audio.

Alle più basse frequenze invece è perfettamente possibile mantenere $G_2\beta_2 = +1$ fino al valore nullo di frequenza, sfruttando la reazione di conduttanza. I risultati dei tentativi effettuati sono tuttavia caratteristici.

Mantenendo $G_2\beta_2 = +1$ si ottiene l'effetto che lo stadio rappresentato da G_2 diviene oscillante (in assenza di altri fattori), così che questo stadio può essere considerato, per il momento, un oscillatore a banda larga non, regolabile.

Ora, l'effetto di mantenere $G_2\beta_2 = +1$ fino al valore nullo di frequenza, risulta essere quello di allargare la banda di frequenza, con la quale vi è oscillazione, così che questo stadio diviene uno stadio oscillante per corrente continua, oltre che per corrente alternata.

Un oscillatore per corrente continua, volendo mantenere valida la definizione dell'oscillatore a corrente alternata, è un apparecchio che crea tensione senza alcun segnale esterno di alimentazione.

Esperimenti effettuati hanno mostrato che ciò si verifica con la reazione positiva di conduttività, e la tensione continua che allora satura lo stadio, lo rende incapace di amplificare un segnale in corrente alternata. Per esempio, un tipico stadio in controfase con reazione positiva è mostrato alla fig. 2. La sua somiglianza con un multivibratore balza subito evidente. Infatti l'unica differenza è dovuta al fatto che la reazione positiva viene controllata proprio nel punto ove l'oscillazione ha inizio, mentre in un multivibratore la reazione positiva può raggiungere valori assai più grandi.

Ora, se si continua a mantenere la reazione positiva fino al valor nullo di frequenza, eliminando i condensatori di blocco, lo stadio si trasforma in circuito a «flip-flop» del tutto incapace di lasciare passare un segnale in corrente alternata.

In conclusione $G_2\beta_2$ deve diminuire bruscamente alle basse e alle alte frequenze divenendo inferiore a $+1$ in tutti i casi pratici.

Inoltre occorre effettuare un'analisi per determinare la curva di risposta di G_2, con reazione positiva, in modo da poter controllare la stessa curva, al fine di prevenire l'instabilità nello stadio finale di amplificazione.

2. - STADIO CON REAZIONE POSITIVA

Si consideri un amplificatore con reazione positiva (fig. 3) e sia β costante al variare della frequenza da zero a infinito, mentre G diminuisca di 6 dB per ottava per frequenze inferiori a $\omega_1 = 1/T_1$ e per frequenze superiori a $\omega_2 = 1/T_2$.

Allora β può essere considerato una quantità reale, mentre:

$$G(S) = \frac{GT_1S}{(T_1S + 1)\,(T_2S + 1)} \qquad (3)$$

Le T_1 e T_2 sono costanti di tempo ed S è il simbolo della trasformata di Laplace.

Si ha dall'ordinaria analisi della reazione che la funzione di trasmissione per circuiti chiusi è:

$$A = \frac{G\,T_1S}{(T_1S + 1)\,(T_2S + 1) - \beta GT_1S} \qquad (4)$$

Noi ora effettuiamo le seguenti sostituzioni:

$T_2 = T$; $T_1 = aT$ e $G\,\beta = K$

che introdotte nell'equazione (4), previo svolgimento del denominatore, portano a scrivere:

$$\frac{A}{G} = \frac{a\,T\,S}{a^2T^2S^2 + (1 + a - Ka)\,TS + 1}$$

Nei casi normali di reazione positiva, K vale circa 1 ed a è molto maggiore di 1, per cui, in prima approssimazione si ha:

$$\frac{A}{G} = \frac{T\,S}{T^2S^2 + (1 - K)\,TS + 1/a} \qquad (5)$$

Per trovare la forma della curva di risposta si sostituisce μ a TS, e si calcola la grandezza della espressione risultante. Questa diviene:

e si calcola la grandezza della espressione risultante. Questa diviene:

$$\left(\frac{A}{G}\right) = \frac{\mu}{\sqrt{\mu^4 + \mu^2\,(B^2 - 2/a) + 1/a^2}}$$

nella quale $B = (1 - K)$.

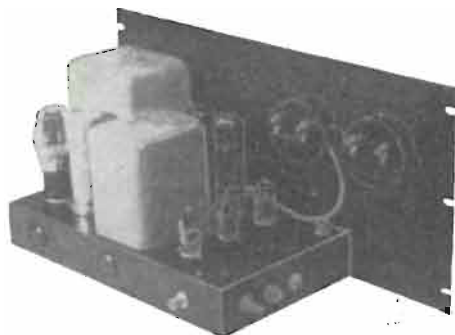



Fig. 5 - Veduta posteriore dell'amplificatore.

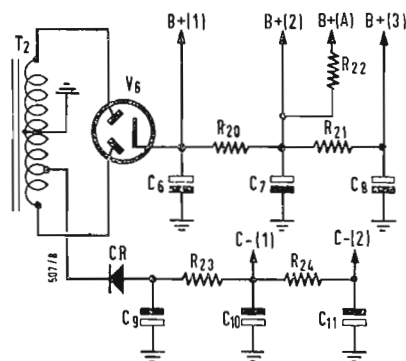
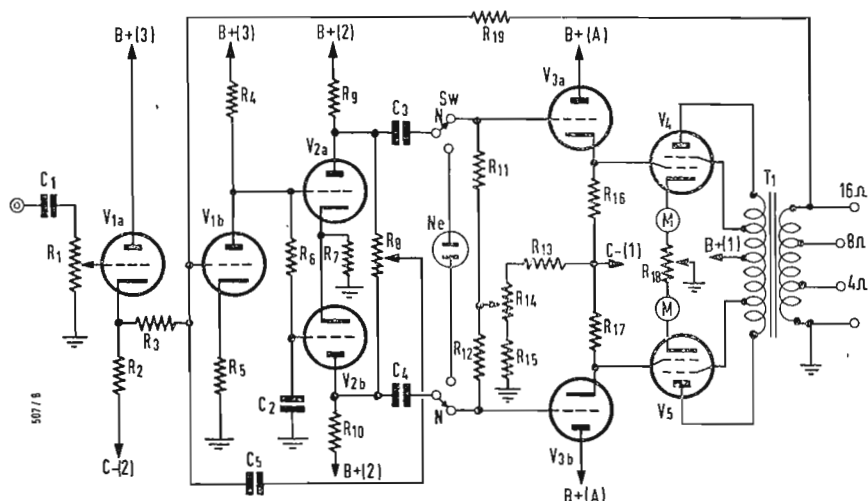



Fig. 6 - Schema di un amplificatore della potenza di 50 W.

Ora, poichè l'equazione di amplificazione contiene B soltanto al quadrato, essa risulta identica se si sostituisce $-B$ a $+B$; ciò significa che la risposta sarà la stessa sia con $K = 0{,}95$ che con $K = 1{,}05$. La variazione di fase nei due casi, è diversa, ma ciò è privo d'importanza per la nostra trattazione.

Ora, quando $\mu \neq 0$, l'amplificazione, data dall'equazione (6), tende all'infinito al tendere a zero del denominatore. Per trovare quale valore debba avere B per far tendere all'infinito l'amplificazione, a determinate frequenze, si ponga il denominatore uguale a zero e si ottiene:

$$\mu^2 =$$

$$= -\frac{1}{2}\left(B^2 - \frac{2}{a}\right) \pm \frac{B}{2}\sqrt{B_2 - \frac{4}{a}}$$

che è reale e positiva soltanto quando B è uguale a zero ($\mu_2 = 1/a$).

In altre parole, quando la reazione positiva è utilizzata in circuito chiuso in un amplificatore, ed è regolata in modo che l'oscillazione inizi appena, l'oscillazione avviene alla frequenza determinata dalla media geometrica delle frequenze rappresentate dalle due costanti di tempo dell'amplificatore.

Così quello che era stato precedentemente considerato un amplificatore a larga banda privo di regolazione, risulta in realtà, essere un oscillatore regolabile.

L'equazione (2) è stata derivata dalla equazione (1) con la sostituzione $G_2\beta_2 = +1$. È ora evidente che, questa condizione, e le conclusioni da essa derivanti, possano esistere soltanto ad una determinata frequenza, in un amplificatore, a meno che non sia $h_2 = \beta_2 (j\omega) = 1/G_2 (j\omega)$, nel qual caso potrebbe sussistere per più di una frequenza.

La forma della curva di risposta di un amplificatore tipico con reazione positiva regolata in modo che sia $K = 1$ si può osservare alla fig. 4.

La curva di risposta cresce per $f < \sqrt{f_1 f_2}$ e diminuisce per $f > \sqrt{f_1 f_2}$ di 6 dB per ottava eccetto per una piccola regione nella zona della media geometrica delle frequenze, dove il guadagno tende all'infinito e la pendenza aumenta in conseguenza.

Può dimostrarsi che, se la funzione di trasferimento dell'amplificatore ha forma diversa, per esempio tale che a risposta a ciascuna frequenza limite tagli 12 dB per ottava, la curva di risposta di un amplificatore, con reazione positiva, rimane invariata, eccetto che per regioni vicine a quelle ove il guadagno relativo è unitario.

Per questa ragione non è possibile variare la forma della curva di risposta, tanto meno cambiando la funzione di trasferimento dell'amplificatore.

Se si considera un altro caso, in cui l'amplificazione sia pressochè costante in tutta la banda di frequenza da zero ad infinito, e per il quale il fattore di reazione diminuisca bruscamente nello stesso modo in cui diminuiva nell'amplificatore del primo esempio, si osserva che la risposta esterna è immutata ad eccezione per le regioni di frequenza inferiore a $1/T_2$ e superiore a $1/T_1$. Ancora una volta la parte essenziale della curva rimane immutata.

Queste sono proprietà preziose. Usandole correttamente è possibile progettare un amplificatore con reazione positiva e negativa, che abbia maggior stabilità e minor distorsione di quelle che si potrebbe ottenere usando la sola reazione negativa.

Il logico sviluppo di tale amplificatore è presentato nel prossimo paragrafo.

3. - PROGETTO GENERALE DELL'AMPLIFICATORE

In un amplificatore a tre stadi con reazione negativa in tutti gli stadi, compreso il trasformatore di uscita, si avrà certamente oscillazione alla frequenza in cui lo sfasamento raggiunge i 180 gradi, se il guadagno dell'intero circuito, a quella frequenza, è uguale o maggiore di 1.

Nel progetto di questo tipo di amplificatore il problema è sempre stato quello di regolare la risposta, ai punti estremi della banda di frequenza, in modo che il guadagno dell'intero circuito sia minore di 1, quando lo sfasamento sia di 180 gradi.

Questo può essere realizzato in parecchi modi.

Un modo è quello di introdurre un circuito per la regolazione della fase.

Un altro è quello di rendere disuguali i valori delle costanti di tempo dei vari stadi, in modo che due di essi appiattiscono la curva di risposta alle frequenze limiti e il terzo abbia una curva di risposta che scenda gradualmente (6 dB per ottava) verso le basse e le alte frequenze.

In questo modo lo sfasamento può essere limitato a novanta gradi fino a che il guadagno del circuito risulti inferiore all'unità.

Il primo metodo è inadeguato in quanto la risposta di un amplificatore audio è tale che dipende dalla natura del carico, così che un circuito a regolazione di fase fissa può essere adatto ad un'impedenza d'uscita e non essere in grado di prevenire l'oscillazione con un'altra impedenza.

Non tutti gli altoparlanti sono infatti uguali.

Il secondo metodo può essere usato per ottenere un amplificatore completamente stabile con qualsiasi tipo prestabilito di carico.

La reazione positiva è un metodo ideale, in fase di progetto, per l'applicazione del secondo sistema all'amplificatore.

I punti da tener presente nel progetto di dettaglio di un amplificatore audio, completamente stabile, con reazione esterna negativa ed interna positiva, sono:

1) si costruisca un amplificatore con almeno tre stadi (ingresso, stadio pilota e uscita). Il circuito di reazione esterna negativa sia chiuso, e il guadagno del circuito sia regolato (controllando il guadagno di un suo stadio) fino a che l'amplificatore non mostri alcuna traccia di instabilità, quando sia collegato all'uscita il peggior carico desiderabile.

Questo carico consisterà in un resistore del tipo adatto, in parallelo ad un condensatore dalla capacità così grande da essere al limite tra quelle usate negli amplificatori.

Per stabilizzare questo amplificatore, si può introdurre, con apposito circuito, una piccola correzione di fase, ma l'amplificatore non dovrebbe oscillare anche senza di essa.

La stabilità potrà considerarsi sufficiente, quando i picchi dell'alta frequenza non supereranno 2 dB.

2) il circuito di reazione positiva sia ora chiuso, e le costanti di tempo del circuito di reazione siano controllate in modo che i picchi di alta frequenza non superino 2 dB. (Osservazioni relative ai picchi di alta frequenza anche in relazione a quelli di bassa frequenza).

In queste condizioni l'amplificatore sarà necessariamente più stabile che se funzionasse solamente con reazione negativa.

Quando il guadagno del circuito è regolato in modo da prevenire l'instabilità del punto 1, generalmente si troverà che il guadagno finale del circuito è assai misero. Infatti se la massima caduta degli acuti, a circuito di controreazione aperto è di 18 dB per ottava, si può dimostrare che il guadagno del circuito non può generalmente superare 1,8 senza che i picchi di alta frequenza non superino 2 dB.

Un amplificatore a reazione, completamente stabile con più di 2 stadi, deve spesso avere un guadagno di circuito assai basso.

Questo non pone nessuna restrizione al guadagno dell'amplificatore, perchè se G è il suo guadagno e β è il suo fattore di reazione si ha che il guadagno del circuito è $G\beta$ mentre il guadagno totale è $A = \dfrac{G}{1 - G\beta}$.

Se si fissa il valore di $G\beta$, allora ogni valore di A può essere ottenuto regolando G. Per esempio, se si fissa a 1,8 il guadagno del circuito, il guadagno totale sarà 0,36 G e se esso dovrà raggiungere il valore di 25, G dovrà valere, a sua volta 70.

Con un amplificatore, a reazione negativa, completamente stabile, di questo tipo, la distorsione introdotta nei vari stadi, si ridurrà, ovviamente, soltanto di poco (nell'esempio con un fattore di 2,8).

Con un ragionamento reciproco si arriverà poi alla conclusione che gli amplificatori a reazione negativa aventi alto guadagno di circuito e nei quali la distrosione sia ridotta a valori minimi, tendono ad essere instabili. Ora in fig. 4 si può osservare una tipica curva di risposta notando che la introduzione della reazione positiva non causa alcuna instabilità addizionale.

Una pendenza nella curva di risposta equivalente a 6 dB per ottava, corrisponde ad uno sfasamento di 90 gradi il che è sufficiente a far insorgere oscillazioni.

Controllare la reazione positiva, così come evitare che l'intero amplificatore divenga instabile, significa perciò semplicemente far sì che il guadagno relativo, del circuito con reazione positiva, sia unitario quando la curva di risposta dell'amplificatore con reazione negativa comincia appena a crescere a causa dello sfasamento.

Lo studio che è stato così minuziosamente descritto indica che il motivo della instabilità, con particolar riferimento ai primi circuiti di amplificazione, consiste nella impossibilità pratica di regolare il punto di taglio delle alte frequenze, per i circuiti con reazione positiva.

Questa difficoltà avrebbe potuto esser rimossa con l'aiuto di alcuni espedienti, ma il problema della distorsione dell'invertitore sarebbe ancora rimasto.

4. - PROGETTO PRATICO DI UN AMPLIFICATORE

Vi sono molti tipi di progetti per amplificatori utilizzanti sia la reazione negativa, sia quella positiva. Prima di scendere ai dettagli di circuito il progettista deve fissare alcune regole che, in accordo con la sua esperienza e con la teoria lo guidano verso ciò che egli ritiene sia un buon risultato.

Per l'amplificatore or ora descritto le regole fondamenteli erano:

1) lo stadio finale doveva essere in « controfase ».

2) le valvole finali dovevano essere pilotati da trasferitori catodici.

3) il secondario del trasformatore di uscita avrebbe dovuto lavorare in dissimmetrico.

4) la reazione doveva venir realizzata unicamente con l'impiego di resistori.

5) la prestazione dell'amplificatore non avrebbe dovuto variare in funzione di moderate variazioni dell'impedenza d'uscita e di entrata.

Facendo eccezione per la regola 4) i motivi di validità per la maggior parte di queste regole sono abbastanza evidenti.

Il motivo per cui si rende necessaria la regola 4) è che gli amplificatori a reazione sono assai sensibili alla distorsione prodotta dal circuito di collegamento per la reazione.

Quando la reazione ritorna dal trasformatore d'uscita al catodo della valvola d'ingresso, la non linearità della tensione griglia-catodo si rivela come distorsione all'uscita dell'amplificatore.

Ed è per queste ragioni che questo amplificatore riunisce la reazione al segnale d'ingresso tramite circuito resistivo.

Usando questi sistemi lo scrivente costruì l'amplificatore illustrato in fig. 5 e il cui schema di principio è riportato in fig. 6.

Lo stadio di uscita è in controfase ed è a polarizzazione fissa (6CA7), il suo circuito è a carico distribuito ed ha trasformatore d'uscita del tipo Triad HSM-189 25 W. Le griglie del 6CA7 sono direttamente accoppiate ai catodi del 12AT7 ed una polarizzazione fissa

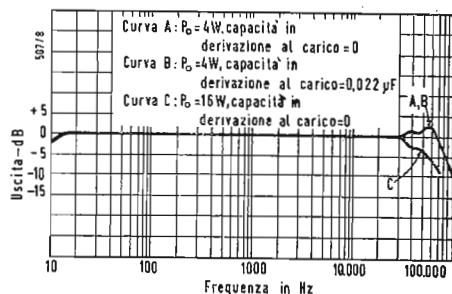



Fig. 7 - Curva di risposta dell'amplificatore.

è applicata alle griglie dei tubi 12AT7. Questo collegamento elimina i condensatori di accoppiamento di grande capacità, che sarebbero stati altrimenti richiesti per i 6CA7 a causa della bassa resistenza di griglia. Ciò riduce anche il carico dell'invertitore di fase permettendogli di operare nelle condizioni di minima distorsione.

L'invertitore di fase, ad accoppiamento catodico, è direttamente collegato al successivo stadio di amplificazione.

Reazione del tipo a trasferitore anodico è riportata alla griglia del tubo amplificatore per mezzo di due vie: la reazione negativa proveniente dal secondario del trasformatore d'uscita, tramite un resistore dell'esatto valore di 1 MΩ, e la reazione positiva, tramite un condensatore da 0,047 μF collegato a un resistore, con presa variabile, da 5 MΩ, in parallelo ai due anodi dell'invertitore di fase.

Un resistore di precisione, del valore di 40.000 Ω. in serie alla griglia di ingresso della valvola amplificatrice, completa il circuito di reazione. Gli effetti delle variazioni di impedenza della sorgente del segnale sulla reazione vengono eliminati usando uno stadio di entrata ad amplificazione catodica che è esterno ad entrambi i circuiti di reazione.

Il resistore collegato al catodo è collegato a una tensione negativa ben filtrata, piuttosto che verso terra; il che permette l'uso di un resistore al alta resistenza e rende minime le distorsioni in questo stadio.

La reazione positiva si fissa inizialmente interrompendo il circuito di reazione negativa e regolando la resistenza variabile da 5 MΩ fino a che il complesso amplificatore-invertitore di fase inizia ad oscillare.

Un deviatore a pulsante collega un tubo al neon in parallelo tra i due anodi dell'invertitore e contemporaneamente toglie il collegamento ai tubi di uscita, per prevenire eventuali danni ad essi ed all'altoparlante, mentre si regola la reazione positiva.

Il circuito sperimentale utilizza una resistenza di regolazione da 50 Ω nei circuiti catodici del tubo d'uscita, per bilanciare i valori della corrente catodica.

Il bilanciamento è facilitato da due milliamperometri inseriti fissi nel circuito.

La regolazione della polarizzazione permette una variazione di corrente, ai catodi del 6CA7, compresa tra i 20 e i 60 mA.

Se si esclude la reazione positiva, nessuna particolare cura si è posta per assicurare l'alto guadagno in ciascuno stadio di amplificazione.

Al contrario l'assenza di condensatori di collegamento ai resistori in serie ai catodi dei tubi a singola uscita, causa un basso guadagno.

L'alimentazione è di tipo convenzionale e utilizza un raddrizzatore 5V4 con in piccolo filtro di tipo R-C.

La tensione negativa di polarizzazione è prelevata, tramite un raddrizzatore al silicio e un filtro R-C, dalla presa a 70 V del trasformatore di alimentazione. Si son resi necessari i condensatori di filtro per render minimo il ronzio all'uscita dell'amplificatore.

5. - REGOLAZIONE E PRESTAZIONE DELL'AMPLIFICATORE

Quando il cursore è posto al centro della resistenza di reazione positiva (in modo da annullarla), e quando risulta chiuso il circuito di reazione negativa, la misura della risposta, sia a basso che ad alto livello, non rivela alcun picco di alta frequenza. Si prema il pulsante che commuta il circuito dallo stadio d'uscita al tubo al neon e si regoli la reazione positiva fino a che il tubo al neon non indichi che lo stadio, a cui è applicata la reazione positiva, entri in oscillazione. Si rilasci ora il pulsante, e si regolino i tubi di uscita, entrambe al valore di corrente di 50 mA, e si ponga in servizio l'amplificatore per la durata di un mese onde assicurarsi che tutti i suoi stadi siano ben collegati e stabilizzati.

5.1. - Sostituzione dei tubi elettronici

I primi tre stadi di amplificazione sono direttamente accoppiati. Si può ben pensare che la sostituzione di un tubo comprometta l'equilibrio di questi stadi. Il primo tubo 12AT7, che comprende il trasferitore catodico e il primo amplificatore è nella posizione più sensibile.

Si è provato a porre in questa posizione una serie di sette tubi 12AT7 scelti a caso, e si sono controllate le tensioni anodiche.

Si è riscontrata una variazione delle tensioni anodiche minore del 15%.

Si è dovuto correggere la posizione iniziale del regolatore della reazione positiva in cinque casi, una minima correzione è stata sufficiente negli altri due. È evidentemente insita, nella capacità dell'amplificatore, la possibilità di adattare una gran quantità di tubi 12AT7 nella condizione di stadio sensibile di entrata. La stessa serie di tubi è stata provata come stadio pilota a trasferitore catodico. L'unica conseguenza è stata la variazione, limitata, del valore della corrente dei tubi di uscita. Si è rimediato facilmente ritoccando la posizione del potenziometro di polarizzazione.

Si è poi verificato che l'amplificatore funzionava ancora in modo soddisfacente con inseriti, negli zoccoli d'uscita, tubi del tipo 6L6, 5881 e 350B.

Si è soltanto constatata la diminuzione della massima potenza di uscita.

Si è dovuto operare una notevole rego-

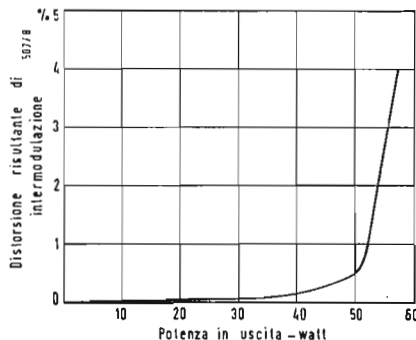



Fig. 8 - Distorsione risultante di intermodulazione dell'amplificatore.

lazione di polarizzazione per riottenere con questi tubi, i valori voluti delle correnti catodiche.

5.2. - Curva di frequenza

La curva di risposta dell'amplificatore chiuso su un carico resistivo di 16 Ω, è stata rilevata sia per 4, sia per 6 W. Le curve sono mostrate nella fig. 7.
Esse ci dimostrano che l'effetto di collegare un condensatore da 0,022 μF, tra i terminali d'uscita, è dannoso.
Il taglio nella curva di risposta a circa 10 Hz è stato volutamente introdotto con il condensatore (C_1 in fig. 6) collegato all'entrata. Senza questo condensatore, l'amplificatore tende a mantenere costante la curva di risposta, fino alla frequenza nulla. Poichè il trasformatore d'uscita non era adatto a funzionare con frequenze estremamente basse, l'amplificatore tendeva a sovraccaricarsi in modo eccessivo.
Prima dell'introduzione di questo condensatore, a causa della minor eccentricità dei dischi 33 1/2 giri al minuto, si notava una inammissibile variazione dei valori di corrente anodica di tubi di uscita.

5.3. - Distorsione

La distorsione risultante efficace di intermodulazione (60 e 3000 Hz, 4:1) trascurabile ai bassi livelli, aumentava fino all'1% con potenza d'uscita di 52 W efficaci, come mostrato alla fig. 8.
Evidentemente, la potenza di uscita di un amplificatore è limitata più dai tubi d'uscita che dal trasformatore. A causa del limite di 25 W del trasformatore d'uscita, la curva di risposta in frequenza dell'amplificatore, risulta senza dubbio molto stretta a 50 W di potenza d'uscita.
Se sia o meno richiesta una larga banda, nella curva di risposta, al livello di potenza che un amplificatore utilizza, nei normali usi, è una domanda a cui ciascuno deve rispondere da sè, pensando che l'utilità della larga banda si ha soltanto per brevissimi periodi e per di più non abitualmente. In ogni modo il limite di 50 W, alla curva di risposta senza apprezzabile distorsione, può essere aumentato, se lo si desidera, con la sostituzione del trasformatore d'uscita con uno più grande adatto al caso.

5.4. - Ronzio a frequenza rete e disturbi

L'ammontare del disturbo era di 0,01 V (corrispondente a 6×10^{-6} W) ai terminali di uscita dell'altoparlante, quando l'ingresso veniva chiuso in corto circuito.
Una parte considerevole di questo disturbo derivava dall'alimentazione che probabilmente avrebbe potuto essere meglio filtrata.
Anche con il presente circuito, però, il ronzio di fondo non è apprezzabile, neppure con il più sensibile altoparlante, a sessanta centimetri di distanza.

5.5. - Impedenza d'uscita

Come normalmente si usa con gli amplificatori di questo tipo, l'impedenza di uscita è quasi nulla nella banda sonora. Questo contribuisce alla chiarezza di risposta prevenendo i movimenti residui del cono dell'alto parlante, sempre indesiderati.

5.6. - Sensibilità

Un segnale d'ingresso di 1,1 V comanda l'amplificatore fino ai 50 W di uscita, con la massima regolazione di guadagno.

5.7. - Prove di ascolto

Si sono interpellati una dozzina di critici per avere un giudizio sui saggi di ascolto.
Sebbene le prove siano state effettuate separatamente, molti ascoltatori furono concordi nel definire « trasparente » la qualità della riproduzione. L'amplificatore deve essere sentito per poter apprezzare il rilievo con cui i vari strumenti spiccano, quando si riproduce il suono di una orchestra.

6. - COMPONENTI

R_1 = potenziometro, 250.000 Ω; R_2 = resistore 1/2 W, 22.000 Ω; R_3 = resistore a filo avvolto 5 W, 40.000 Ω; R_4 = resistore 1/2 W, 220.000 Ω; R_5 = resistore 1/2 W, 6.800 Ω; R_6 = resistore 1/2 W, 1 MΩ; R_7 = resistore 1/2 W, 150.000 Ω; R_8 = potenziometro, 5 MΩ; R_9, R_{10} = resistore 1/2 W, 330.000 Ω; R_{11},R_{12} = resistore 1/2 W, 1 MΩ; R_{13} = resistore 1/2 W, 12.000 Ω; R_{14} = potenziometro, 25.000 Ω; R_{15} = resistore 1/2 W, 47.000 Ω; R_{16},R_{17} = resistore 1/2 W, 15.000 Ω; R_{18} = potenziometro, 50.000 Ω; R_{19} = resistore con resistenza a superficie 1 W, 1 MΩ; R_{20}, R_{21}, R_{22} = resistore 2 W, 27.000 Ω; R_{23} = resistore 1 W, 1.000 Ω; R_{24} = resistore 1/2 W, 4.700 Ω.
C_1 = condensatore 0,047 μF, 400 V; C_2 = condensatore 0,33 μF, 400 V; C_3, C_4 = condensatore 0,1 μF, 600 V; C_5 = condensatore 0,04 μF, 400 V; C_6, C_7, C_8 = condensatore 40/30/30 μF, 475 V; C_9, C_{10}, C_{11} = condensatore 20 μF, 150 V.
V_1, V_2, V_3 = tubo 12AT7; V_4, V_5 = tubo 6CA7; V_6 = tubo 5V4.
CR = diodo 200 V di picco 1/2 A; (Sarkes-Tarzian F_2 o equivalente)
T_1 = trasformatore d'uscita, 6.600 Ω primario, Triad HSM186
T_2 = Trasformatore di alimentazione 2 × 350 V, 150 mA con presa a 70 V su avvolgimento, Triad HSM241
M = milliamperometro 100 mA fondo scala.
SW = commutatore a pulsante con ritorno, due vie, due posizioni .
NE = tubo al neon NE-10.

A

dott. ing. Giuseppe Baldan

Il radiatore acustico a linea*

Il radiatore a linea limita la distribuzione verticale del suono, quindi riduce la reazione sonora nei teatri e negli altri posti nei quali si deve dirigere una esecuzione viva, verso un uditorio pure vivo. Il risultato è costituito da un maggiore realismo.

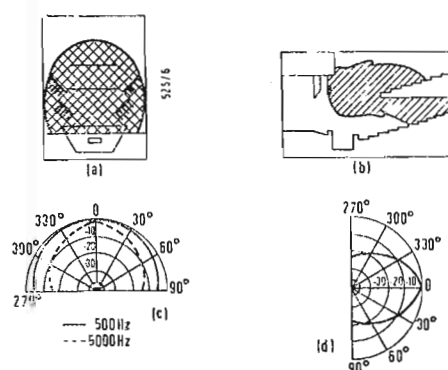



Fig. 1 - Distribuzione del suono di un radiatore a colonna in un teatro tipico. (*A*) Pianta del teatro; l'area tratteggiata indica il ricoprimento a 5000 Hz. (*B*) Sezione; l'area tratteggiata indica il ricoprimento vertcale. (*C*) Distribuzione polare orizzontale. (*D*) Distribuzione polare verticale.

L'AMPLIFICAZIONE del suono nel caso in cui i microfoni e gli altoparlanti si trovino a distanza ravvicinata è un problema abbastanza difficile. Lo scopo di questo articolo è quello di illustrare i risultati ottenuti in campo di ricerca e di applicazione con l'adozione di un nuovo criterio per la sistemazione degli altoparlanti, avente soprattutto il compito di ridurre il problema della reazione e di aumentare il realismo del suono.

Lo scopo primo di un sistema di amplificazione è naturalmente quello di dare all'auditorio l'illusione che un tale sistema non esista e che tutto il suono che arriva ai suoi orecchi provenga direttamente dalla sorgente originaria.

La creazione di questa illusione è un compito difficile e costoso. Tuttavia le nuove tecniche scoperte durante lo sviluppo dei radiatori a linea hanno notevolmente ridotto la difficoltà del problema ed hanno permesso di ottenere del suono di alta qualità ad un costo relativamente modesto. Inoltre con questi piccoli altoparlanti si sono grandemente semplificati i problemi di montaggio.

Le informazioni che daremo qui di seguito sono il risultato di più di un anno di ricerche di laboratorio e di prove pratiche volte a confermare la teoria che man mano veniva evolvendosi.

1. - REAZIONE ACUSTICA

La reazione acustica è un problema molto grave nel caso in cui gli esecutori si trovino molto lontani dai microfoni. Questo problema viene ulteriormente aggravato dalle condizioni acustiche sfavorevoli dei grandi ambienti – teatri, sale, auditori, chiese – che facilitano la reazione acustica. Illustreremo le ragioni dello sviluppo di questi nuovi altoparlanti descrivendo brevemente le installazioni esistenti.

Uno dei metodi di installazione più comuni consiste nel distribuire in modo strategico un certo numero di altoparlanti a cono o a corno in tutta l'area che si vuol ricoprire. Questo sistema presenta molti inconvenienti. Il suono irradiato dal soffitto o dalle pareti laterali distrae ed affatica perchè, mentre gli occhi mettono a fuoco la sorgente in un certo punto, gli orecchi sentono il suono provenire da un'altra parte. Negli ambienti grandi il ritardo di tempo provoca una distorsione di fase e questo è un problema difficile da risolvere. Le installazioni nelle quali i microfoni devono captare delle sorgenti poste ad una distanza di trenta o quaranta metri, un tale sistema è assolutamente da escludere.

Un secondo tipo di installazione utilizza degli altoparlanti a corno a larga banda posti in vicinanza del palco o del pulpito.

L'altoparlante più usato in questo genere di impianti è il corno multicellulare posto normalmente nell'arco del proscenio. Il maggior pregio di questo sistema è costituito dal realismo che esso offre. Questo è un punto molto importante perchè non c'è niente di più piacevole che trovarsi in un teatro e sentire che tutti i suoni provengono direttamente dal posto in cui si trova la sorgente. Il maggior difetto è costituito dal fatto che la reazione acustica fra altoparlante e microfono limita molto la distanza massima fra sorgente e microfono. Per questa ragione è molto spesso impossibile coprire tutta la scena.

Un fattore da tenere presente è anche la conformazione acustica dell'ambiente.

Nel caso in cui questa conformazione sia sfavorevole, la reazione acustica sarà favorita oltre che dal suono diretto anche dal suono riflesso. Con i microfoni direzionali è possibili ridurre la reazione, però quando la distanza fra microfono e sorgente è dell'ordine dei 30 metri un tale metodo non è più applicabile.

Il terzo tipo di impianto è relativamente nuovo in America ma è stato usato da diversi anni in Europa. Si tratta di un certo numero di altoparlanti a cono montati uno sopra l'altro in colonna o in linea e contenuti in una custodia lunga e stretta.

Esistono anche dei sistemi a colonna speciali nei quali non esiste la custodia e gli altoparlanti sono orientati in modo diverso al fine di ottenere una migliore distribuzione degli alti. Poichè

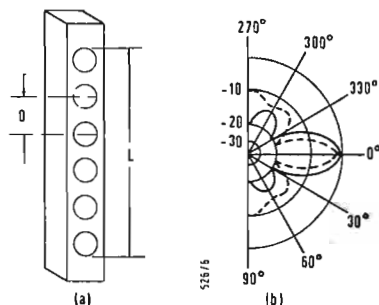



Fig. 2 - Geometria del radiatore a colonna. (*A*) *d* = distanza fra gli altoparlanti, (*L*) = lunghezza della colonna. (*B*) Distribuzione polare verticale; la linea tratteggiata indica la conseguenza dell'aumento di (*D*).

(*) di R. J. PAWLOWSKI; tradotto da *Audio*, luglio 1961, pag. 19.

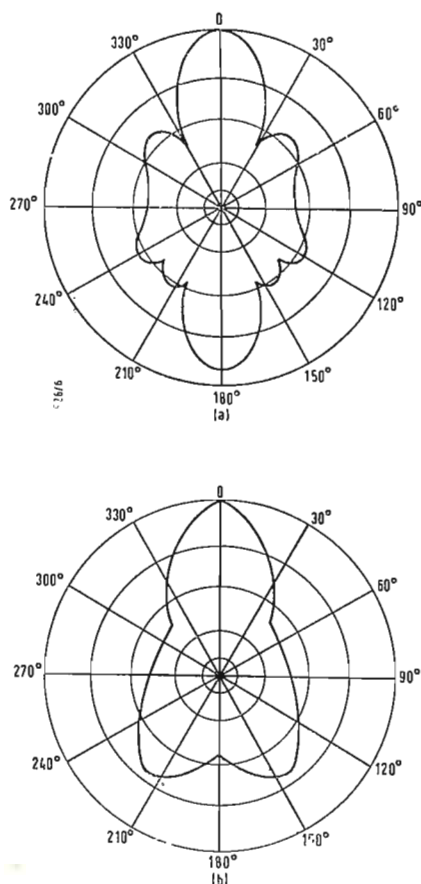



Fig. 3 - Distribuzione polare verticale nel caso in cui la lunghezza del radiatore sia superiore a 4 volte la lunghezza d'onda (*a*) Tipico altoparlante a colonna; per eliminare i lobi secondari basta inserire un filtro speciale che fa variare la lunghezza in modo inversamente proporzionale alla frequenza e garantisce la distribuzione polare (v. (*b*); (*b*) Radiatore a linea retta.

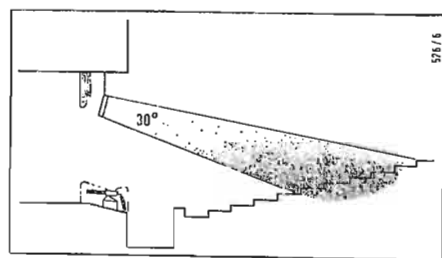



Fig. 4 - Installazione in un teatro. Si noti il microfono posto nell'area di bassa intensità.

però si tratta di impianti rari e studiati di volta in volta, ci limiteremo ad esaminare il caso degli altoparlanti montati uno sopra l'altro, aventi tutti lo stesso orientamento e contenuti in una custudia lunga e stretta.

I pregi degli impianti a colonna sono soprattutto tre: un rendimento che si avvicina a quello degli altoparlanti a corno, una ottima distribuzione orizzontale, una stretta distribuzione verticale (30° è un valore normale). La distribuzione verticale varia con la lunghezza della colonna, quanto più lunga è la colonna tanto più stretta è la distribuzione. Non bisogna però esagerare in questo senso, perchè un sistema troppo direzionale può non riuscire a coprire bene tutto l'auditorio.

I sistemi a colonna se vengono installati vicino alla sorgente sonora garantiscono anche un ottimo realismo. La qualità del suono è in genere superiore a quella degli impianti con altoparlanti a corno aventi lo stesso costo.

Un difetto del sistema a colonna è costituito dalla presenza di lobi nel diagramma di irradiazione sul piano verticale, provocati dalle caratteristiche stesse della colonna. Questo difetto favorisce la reazione acustica.

Prima di parlare più profondamente di questi altoparlanti preferiamo esaminare brevemente i relativi diagrammi polari.

I diagrammi *A* e *B* della fig. 1 rappresentano una forma tipica (in pianta ed in sezione) di un teatro. I diagrammi *C* e *D* rappresentano invece i diagrammi polari orizzontali e verticali delle intensità di irradiazione di un complesso di altoparlanti a colonna. La linea o dB rappresenta il livello di riferimento determinato dalla sensibilità nominale dell'alto parlante. Questa informazione è molto importante per il tecnico del suono.

Esaminando il diagramma *C* della fig. 1 ci si accorge che alla frequenza di 5000 Hz l'angolo di ricoprimento è molto più stretto che a 500 Hz. L'energia irradiata a 90° e 270° diminuisce di 5 dB a 500 Hz e di 15 dB a 5000 Hz, rispetto naturalmente all'energia irradiata. lungo l'asse dell'altoparlante Questo fatto non concorda con quanto viene normalmente pubblicato sugli altoparlanti a colonna però è facile dimostrarlo sia con prove di laboratorio, sia con prove su impianti concreti. Questo punto è estremamente importante; un radiatore a colonna non dovrebbe avere delle aree a bassa intensità nel campo 90°-270° nel piano orizzontale e per qualsiasi frequenza.

La distribuzione polare nel piano verticale (v. fig. 1 *d*) è completamente diversa da quella degli altri altoparlanti in quanto l'irradiazione tende a concentrarsi in un fascio. Questa caratteristica dipende dalla disposizione degli altoparlanti lungo una linea. Le curve di distribuzione indicate nelle fig. da 1 a 6 non sono teoriche ma sono quelle misurate praticamente in una camera acustica priva di eco dei laboratori della ELECTRO-VOICE.

Lunghi esperimenti sul comportamento dei radiatori a colonna hanno permesso di accertare che i due parametri più importanti per il buon dimensionamento sono la lunghezza della linea e la distanza di separazione fra i singoli altoparlanti. Se *D* aumenta (fig. 2 *a*) si arriva ad un certo punto nel quale il sistema non si comporta più come una linea, ma come una serie di sorgenti puntiformi. Ciò provoca inoltre la conparsa di lobi a 90° e 270° aventi una intensità quasi uguale a quella a 0° (fig. 2 *b*). La distribuzione orizzontale rimane invece praticamente inalterata.

Poichè lo scopo fondamentale di questi radiatori è quello di eliminare la reazione si è cercato di determinare la distanza massima fra gli altoparlanti ler la quale essi si comportano ancora come una sorgente a linea nella gamma di frequenza desiderata. Le informazioni ricavate da queste ricerche resero possibile lo sviluppo di una serie di complessi a colonna migliorati che si comportano come una sorgente a linea.

La sorgente a linea ha però un inconveniente che sarebbe bene eliminare per soddisfare meglio le nostre esigenze. Se la lunghezza della linea diventa quattro o più volte la lunghezza di onda trasmessa si ha ancora il problema dei lobi, come si vede nella fig. 3 *a*.

Per eliminare questi lobi si è progettato un filtro che esclude gli altoparlanti estremi da certe frequenze predeterminate, il che corrisponde ad un accorciamento della colonna per quelle frequenze.

Il vantaggio di questo sistema si può vedere nella fig. 3 *b*. In questo esempio la colonna è lunga quanto una lunghezza d'onda a 230 Hz; quindi esso è lunga 4 lunghezze d'onda a 920 Hz. Il filtro ha allora il compito di escludere metà degli altoparlanti per questa frequenza. La colonna ha allora una lunghezza pari a due lunghezze d'onda ed il diagramma polare ha la forma tipica corrispondente a due lunghezze d'onda.

Con un tale accorgimento non solo si riducono i lobi ma si riesce anche ad ottenere due zone a bassa intensità nelle direzioni 90° e 270°. Ciò è molto importante, perchè i microfoni vengono normalmente posti in quest'area e quindi si riduce molto la reazione per trasmissione diretta. Si può perciò coprire in modo più soddisfacente l'area servita dagli altoparlanti.

La fig. 4 illustra un modo abbastanza corretto per l'installazione di un radiatore a colonna in vicinanza dei microfoni. Questo sistema è stato elaborato in parte per mezzo della teoria ed

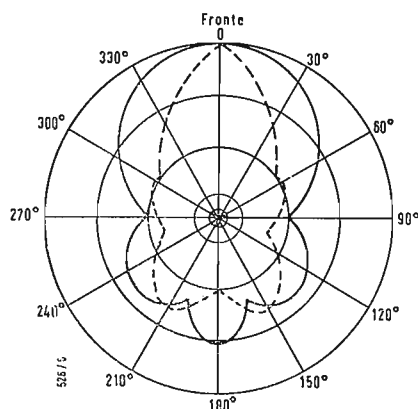
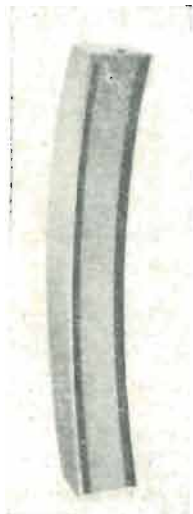



Fig. 5 - Radiatore a linea curva della ELECTRO-VOICE. (*b*) Distribuzione polare verticale di un radiatore a linea curva (—) confrontata con quella di un radiatore a linea retta (– – –).

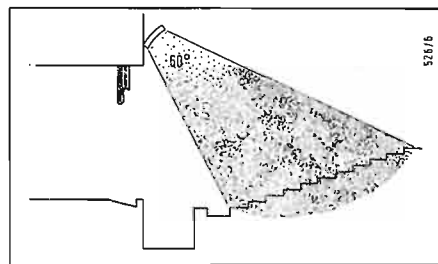



Fig. 6 - Montaggio in un teatro di un radiatore a linea curva.

in parte per mezzo di prove pratiche in teatri, chiese, auditori, ecc.

È stata fatta anche una prova per confrontare i radiatori a colonna con e senza filtro. L'installazione è stata fatta come è indicato nella fig. 4 con l'altoparlante distante circa 6 m dal microfono sottostante. Il filtro poteva essere incluso od escluso mediante un commutatore. La sorgente sonora era costituita da un uomo che parlava al livello normale di conversazione ad una distanza di circa 4,5 m dal microfono. L'amplificazione venne regolata nei due casi in modo da arrivare proprio al di sotto della soglia di innesco della reazione. L'uscita ottenibile con il filtro è stata notevolmente superiore. Con ciò si sono confermati i risultati ottenuti in laboratorio.

Avevamo detto prima che una distribuzione verticale molto stretta può costituire un inconveniente. Ciò si è dimostrato vero in un teatro particolare nel quale abbiamo eseguito delle prove pratiche. Per coprire in modo adeguato tutta l'area erano necessari quattro radiatori a colonna. Due erano stati diretti nella balconata e due sotto la balconata. È chiaro che in questo caso i radiatori dovevano essere montati bassi quindi c'era lo svantaggio che il livello sonoro veniva fortemente assorbito dall'uditorio, tanto che nelle ultime file il livello era molto basso.

Poichè la distribuzione verticale del suono dei radiatori a linea retta è abbastanza stretta, occorre, in genere più di un radiatore per coprire un grande teatro, o una chiesa, o una sala molto lunga. Ciò è dovuto sia alla necessità di provvedere una sufficiente potenza complessiva, sia alla necessità di orientare i radiatori secondo angoli diversi per coprire uniformemente tutta l'area. Tali problemi possono essere, almeno parzialmente, risolti con l'uso del radiatore a linea curva.

2. - RADIATORE A LINEA CURVA

Questo tipo di radiatore è stato studiato allo scopo di semplificare le installazioni e di migliorare la prestazione sonora. Un solo radiatore di questo tipo può sostituire due o più radiatori a linea retta, pur mantenendo i vantaggi sopra ricordati. Il fattore principale che elimina la reazione sonora nei radiatori a linea è costituito dalla presenza di aree a bassa intensità nella distribuzione verticale. Tale caratteristica viene mantenuta anche nei radiatori a linea curva, anche se viene aumentato l'angolo di copertura verticale. La forma del radiatore a linea curva si può vedere nella fig. 5.

In questo caso il raggio di curvatura è critico come la distanza fra i singoli altoparlanti elementari. La distribuzione polare sul piano orizzontale è praticamente uguale a quella del radiatore a linea retta. La distribuzione polare sul piano verticale è invece abbastanza diversa, come si vede nella fig. 5 (*B*). L'angolo di irradiazione è almeno il doppio di quello del radiatore a linea retta. L'intensità sonora a 90° e 270° è sempre abbastanza bassa in confronto con l'intensità massima. Un fatto più importante ancora è che è stata eliminata la caratteristica a lobi del normale radiatore a linea retta.

Il vantaggio del radiatore a linea curva si può vedere anche nella fig. 6. Si vede che è possibile piazzarlo più alto ancora dell'alto parlante a linea retta. In questo tipo di montaggio i fattori importanti sono due: 1) Si è aumentata la distanza fra altoparlante e microfono ed una tale maggiore distanza garantisce meglio contro la reazione sonora; 2) la maggiore altezza permette di arrivare meglio a tutto l'uditorio senza perdite per assorbimento.

In una prova eseguita in un grande teatro piazzammo due radiatori a linea curva sull'arco di proscenio in sostituzione di quattro radiatori normali preesistenti. I radiatori erano diretti verso la prima balconata e potevano così servire tutto il teatro con un buon livello. Si usarono cinque microfoni posti proprio al limite anteriore della scena, essi servirono in modo ottimo tuta la scena profonda circa nove metri. Con tale impianto ogni posto del teatro era diventato «il posto migliore».

3. - CONCLUSIONI

Il radiatore a linea curva, un perfezionamento del normale radiatore a colonna, rappresenta uno strumento utilissimo nelle mani del tecnico del suono che potrà con il suo impiego ottenere degli ottimi risultati se terrà presente i seguenti punti:

1. Per ottenere la migliore prestazione possibile dal sistema i microfoni devono essere piazzati nell'area di bassa intensità della distribuzione polare.

2. I radiatori a linea retta e curva devono essere montati in modo diverso, se si vuole ottenese il massimo ricoprimento dell'area.

3. Un movimento verticale del radiatore a linea provoca una piccola variazione nella direzione del suono, invece anche un piccolo movimento orizzontale è subito avvertibile.

4. La distribuzione polare del radiatore a linea tende a concentrare verticalmente in un fascio il suono mentre rimane una buona ricopritura orizzontale. Tali radiatori non sono «morti» ai lati e non è necessario montarli sullo stesso piano dei microfoni.

Se si seguono tali punti, gli impianti, che finora non sono riusciti bene o si sono dimostrati impossibili, potranno ora essere risolti con eccellenti sisultati e con un minimo dispendio.

A

dott. ing. Antonio Contoni

L'alta fedeltà è quasi una religione per l'entusiasta*

La qualità del suono è stata una grande attrazione alla Mostra della Radio di Londra.

MOLTISSIMO si è discusso e scritto intorno alla riproduzione del suono ad alta fedeltà. È diventata un culto stravagante, quasi una religione, in cui la concretezza del buon suono finisce per perdersi in un nugolo di particolari tecnici talvolta insignificanti. Un pregio di questo avvenimento è che essa ha insegnato all'individuo medio ad apprezzare ciò che sia in realtà il suono ben riprodotto. Oggi più nessuno è incline ad accettare le gravi limitazioni in frequenza degli apparecchi radio e dei radiogrammofoni di dieci anni fa, o il rimbombo di un altoparlante vibrante in un piano. A parte il «culto» dell'alta fedeltà, vi sono ora milioni di persone che sono venuti in grado di giudicare la qualità del suono.

Uno dei più evidenti progressi nelle apparecchiature si è avuto nel perfezionamento dei giradischi e dei cambia dischi, che ora hanno raggiunto, in una normale produzione di serie, le stesse caratteristiche tecniche elevate normalizzate degli apparecchi «di trascrizione» professionali di pochi anni fa.

Il commercio d'oltre oceano di questi componenti è formato da una forte esportazione di apparecchi radio inglesi, ora valutabile in oltre 4.000.000 di Lire sterline all'anno, il maggior consumatore essendo rappresentato dagli S.U.A. Alla mostra Nazionale della Radio tenuta alla Earls Court di Londra e organizzata, su proposta dell'Associazione dei fabbricanti radio inglesi, dalla Radio Exhibitions Ltd., i giradischi, i fonorivelatori, gli amplificatori di alta fedeltà e gli altoparlanti costituivano la maggior attrazione per numerosi tecnici elettronici ed acquirenti d'oltre oceano.

1. - NUOVO GIRADISCHI DI TRASCRIZIONE

Di particolare interesse è la realizzazione da parte dei tecnici della Garrard (1) di un giradischi di trascrizione con meccanismo di cambio automatico del disco. Per l'addietro l'utente doveva decidere se era preferibile procurarsi un riproduttore di dischi singolo con un piatto girevole della classe di trascrizione, ovvero un cambia dischi automatico con un piatto alquanto meno perfetto. Il nuovo prodotto visto alla Earls Court li combina entrambi. Normalmente non era possibile combinare il piatto girevole molto pesante ed il complesso motore di uno strumento di trascrizione col meccanismo dell'apparecchio giradischi, e vi era difficoltà a conferire al fonorivelatore, nell'apparecchio di cambio automatico, la stessa precisione di adattamento al disco necessaria in apparati della classe di trascrizione.

La Garrard, internazionalmente nota per i suoi prodotti tecnici di alta qualità, si rifiuta di chiamare il suo nuovo strumento un cambiadischi; per contro lo descrive come un giradischi di tipo per trascrizione «con possibilità di cambiare i dischi automaticamente, se lo si desidera». Un'idea della precisione occorrente per la produzione di un simile giradischi «di classe» è data dai mezzi tecnici, che sono ora adottati nei sistemi produttivi. Per esempio, le sospensioni sono lavorate, levigate e finite con la precisione di 2 centomillesimi di mm. Il risultato è stupefacente. I due fattori ai quali il conoscitore è particolarmente interessato sono il «wow» e il «flutter» (pianto e fluttuazione), irregolarità nel moto del piatto girevole, che possono influenzare la riproduzione del disco. L'orecchio educato dell'appassionato può probabilmente rivelare la piccolezza dello 0,4% di «wow» e dello 0,1% di «flutter», ma i nuovi giradischi ora fabbricati dalle Ditte inglesi presentano questi fattori ridotti a meno della metà. Infatti la Garrard dice di aver prodotto giradischi così vicini alla perfezione sotto questo riguardo, che la ditta stessa ha dovuto progettare speciali strumenti sensibili per rivelare la piccola entità dell'errore rimanente.

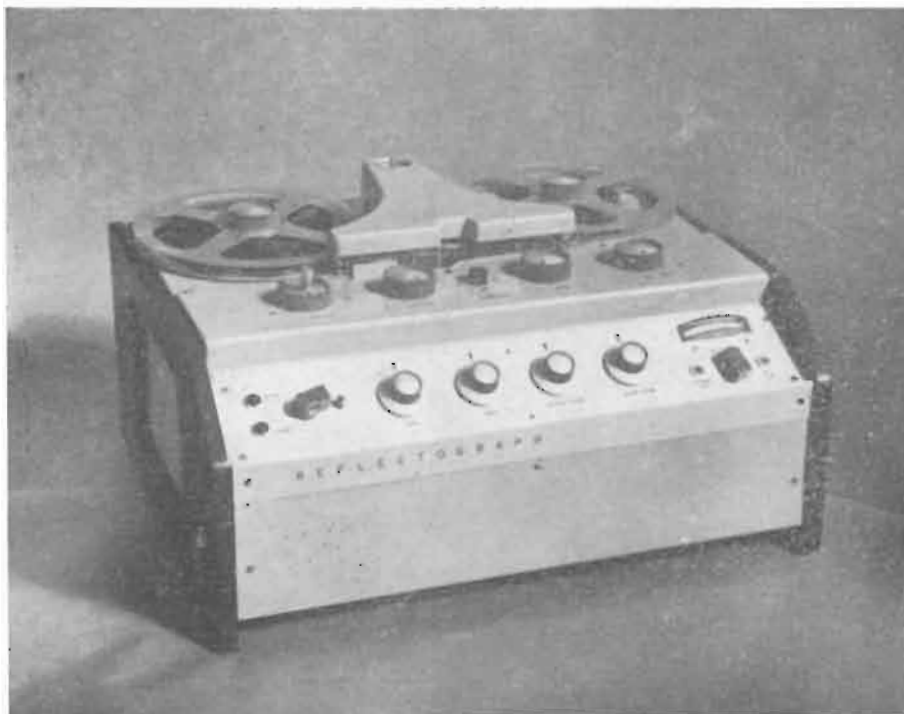
2. - DEFINIZIONE DELL'APPARECCHIATURA DI ALTA FEDELTÀ

Una delle difficoltà che si presenta al commerciante radio è di stabilire esattamente di che apparecchio di alta fedeltà si tratti. Non vi è dubbio che alcune delle cosidette unità di «alta fedeltà» farebbero rabbrividire il vero intenditore. Il gruppo dei fabbricanti Audio inglesi della B.R.E.M.A. ha avuto il coraggio di compiere il passo di definire — per cominciare — le caratteristiche che un amplificatore deve raggiungere per essere messo nella classe di alta fedeltà.

Si sono così fissati in una prescrizione tecnica le specifiche delle frequenze che l'amplificatore deve essere capace di trasmettere, l'entità della distorsione totale ammissibile e il grado di sfasamento attraverso l'amplificatore. Questo è solo il principio, perchè si intende di fissare analoghe figure di merito minime per i complessi di altoparlanti — argomento estremamente preoccupante — e per gli equipaggiamenti associati, come i giradischi, i microfoni e i fono rivelatori.

Alla Mostra Nazionale della Radio (inglese) vi era una considerevole esibizione di registratori a nastro aventi un miglioramento generale decisivo nella qualità. Questo genere di apparecchi ha ora un considerevole numero di cultori in Inghilterra, la maggior parte a scopo di divertimento e per fare della musica, ma vi sono anche apparecchi a nastro che ben rientrano nel campo dell'alta fedeltà. Il «Reflectograph», registratore a nastro, associato ad un apparecchiatura di amplificazione e di riproduzione di alta qualità, esposto dalla PAMPHONIC (2), può essere considerato di classe professionale. Gli strumenti a nastro «Reflectograph» sono largamente usati dalle organizzazioni di radiodiffusione d'oltre oceano e formano pure il cuore di molti impianti sonori di alta fedeltà

(*) di J. STUBBS WALKER; articolo trasmesso, in esclusività nazionale, dal *Consolato Generale Britannico* di Milano.

Il « Reflectograph » Pamphonic, è un registratore di qualità per uso domestico con caratteristiche professionali. Vi sono tre modelli di questo genere: Modello « A » con registratore a due tracce; Modello « B » identico di aspetto ma con registratore a 4 tracce, commutatore per il cambio di traccia e con due zoccoli supplementari per collegare la testina di riproduzione direttamente ad un altoparlante esterno; Modello « D » ha un pannello di riproduzione a 2 tracce ed un preamplificatore ed è finito con lo stesso stile dei Mod. « A » e « B ». I fabbricanti sono « Pamphonic Reproducers Ltd. », 17 Stratton Street, London, W. 1.

autocostruiti da amatori appassionati in cerca della perfezione.

3. - REGISTRATORI A NASTRO DELLA CLASSE DI QUALITÀ

Un novello registratore a nastro presentato alla Earls Court è il « Voice master » (3) della E.M.I., il quale può essere considerato appartenente alla classe di qualità. (Bisogna ricordare, quando si parla di classe di qualità, che vi deve ovviamente essere una forte differenza fra i registratori a nastro, che costano poco più di 20 sterline, e quelli che si trovano sul mercato fra 60 e 100 Lire sterline). Il « Voicemaster », che in fatto di prezzo sta nella metà inferiore del campo suddetto) è un componente di precisione di un complesso, che dà una risposta, alla velocità del nastro di 19 cm/sec (= 7,5"/sec), da 60 Hz a 15 kHz entro ± 3 dB. Le sue testine separate per la registrazione e per la riproduzione hanno singoli amplificatori; commutando teste e piste (le testine sono per quattro tracce), si può ottenere il monitore, la re-registrazione o la miscelazione, senza perdita di livello. Con i normali registratori a nastro, queste comodità richiedono due strumenti funzionanti insieme. Lo sviluppo di tubi elettronici notevolmente migliorati ha avuto un ovvio influsso nel progetto di apparati di « alta fedeltà ». La MULLARD LTD. (4) ha annunciato alla mostra l'introduzione di un nuovo triodo-pentodo per audio, studiato esclusivamente per applicazioni di bassa frequenza e presenta una sensibilità più elevata accoppiata con alta uscita, il che rende di uso pratico un più alto tasso di controreazione. Una tensione di segnale di 50 mV alla griglia del triodo produce 3 W di uscita audio all'anodo del pentodo in un tipico amplificatore con uscita ad un solo tubo elettronico. Il triodo di questo nuovo tubo ha un fattore di amplificazione di 100 ed una mutua conduttanza di 1,6 mA/V. La dissipazione anodica della sezione pentodica è 9 W e la sua conduttanza mutua è 10 mA/V.

Gli ingegneri della MULLARD hanno studiato due amplificatori stereo facenti uso del nuovo tubo (la Casa non vuole costruire amplificatori; essa insegna ad altre persone il miglior uso dei suoi tubi elettronici), che sono notevoli per la loro economia di componenti. Rientrando forse appena nella classe di alta fedeltà, il primo di essi produce 3 W per canale impiegando solamente due tubi (più, naturalmente, il raddrizzatore di rete). In esso vi sono solo 8 resistenze, 8 condensatori e 4 potenziometri di controllo associati con ciascun tubo. Il secondo amplificatore è una versione di alta fedeltà da 10 W; ciascun canale fa uso di due dei nuovi triodi-pentodi (tipo ECL86) in controfase alimentati da uno stadio preamplificatore equipaggiato con un EF86. L'apparecchio ha una risposta in frequenza quasi piatta da 10 Hz a 30 kHz con sfasamento trascurabile. La distorsione armonica totale all'uscita di 10 W è nell'intorno dello 0,1 %.

4. - QUALITÀ DEGLI APPARECCHI MINIATURA

Non si può porre gli apparecchi miniatura a transistor nel gruppo audio di alta qualità, ma è interessante scoprire quale considerevole miglioramento sia stato fatto nell'uscita audio dei nuovi ricevitori, anche i più piccoli. Il motivo del miglioramento risiede essenzialmente negli sforzi dei fabbricanti di altoparlanti, che hanno prodotto componenti estremamente piccoli, come certi altoparlanti, che misurano meno di 5 cm di diametro. Usando nuovi materiali magnetici, si è anche ridotto il peso e si è grandemente aumentata la sensibilità. I risultati di questi ricevitori tascabili lasciano tuttavia desiderare un prodotto di classe di qualità, ma si può dire che si siano fatti rimarchevoli progressi in questi ultimi mesi, come si è dimostrato alla Mostra. *A*

(1) Garrard Engineering and Manufacturing Company Ltd., Newcastle Street, Swindon, Wiltshire, England.
(2) Pamphonic Reproducers Ltd., 17, Stratton Street, London, W. 1.
(3) E.M.I. Electronics Ltd., Hayes, Middlesex, England.
(4) Mullard Ltd., Mullard House, Torrington Place, London, W.C. 1.
(5) The British Radio Equipment Manufacturers Association, 49, Russel Square, London, W.C. 1.
(6) Radio Industry Exibitions Ltd., 59, Russel Square, London W.C. 1.

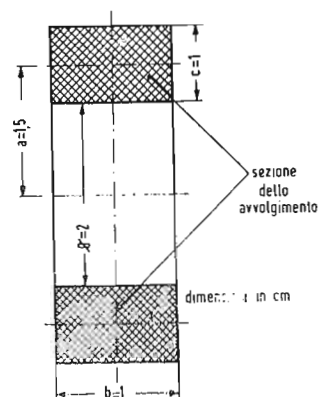



Fig. 1 0350

0350 – *Sig. C. De Pigliaro – Roccadarce (FR)*

D. Riferendomi ad una precedente consulenza, Vi chiedo:
1) i dati costruttivi delle impedenze 50 mH di filtro. Come ridurre a 250 V la tensione continua di polarizzazione?
2) il circuito completo del crossover da adottare, coi dati costruttivi delle impedenze, sapendo: T.U. Acrosound TO-300 (4, 8, 16 ohm); Woofer Goodmans Axiom 150, 15 W, 15 ohm; 30 — 15.000 Hz; Twecter HF-206, 25/50 W, da 3.000 Hz agli ultrasuoni, 8 ohm (Tweeter tromba University);
3) l'indirizzo di un fornitore di lamelle per trasformatori di qualità « Nevigges » o « Terni »;
4) prevedete di pubblicare gli schemi elettrici e le relative descrizioni dei mod. della Casa H.H. Scott?

R. 1) Bobine L = 50 mH. Si possono realizzare con nucleo di ferro, quindi il loro dimensionamento dipende dal lamierino, o dal mantello che si vuole adottare.
Volendo realizzarle senza ferro, analogamente alle bobine per i crossover, ci si può attenere ai seguenti dati:
L = 50 mH; Spire 1408, filo rame smaltato ∅ 0,3 mm. 37 strati di 38 spire = 1408 spire; intercalare 1 strato di carta isolante ogni 5 strati di spire - Fasciare con lateroide esternamente l'avvolgimento.
Mandrino in legno o cartone ∅ 20 mm; n. 2 flange circolari ∅ 50 mm riportate (v. fig. 1).
Per ridurre l'alta tensione a 250 V c.c. si può adottare un divisore di tensione all'uscita dell'alimentatore. Per es.: se l'A.T. disponibile fosse di 350 V, un partitore adatto sarebbe il seguente: (v. fig. 2).
Con resistenze così alte (totale $R_1 + R_2 =$ = 0,5 MΩ) la tensione di 350 V resta praticamente inalterata.
2) *Calcolo del filtro crossover.*
frequenza di incrocio *fi* = 4 kHz; attenuazione 12 dB/ottava, fig. 3.
Non conviene introdurre un potenziometro, perchè squilibrerebbe l'adattamento delle impedenze al T.U. in uno dei due canali.
Dati costruttivi delle bobine:
Bobina L_1 = 0,9 mH; *fig.* 4
133 spire filo rame smaltato ∅ 10/10 mm; 8 strati di 15 spire + 1 strato di 13 spire.
Rocchetto: mandrino ∅ 4 cm; altezza 1,5 cm; 2 flange ∅ 7 cm riportate.
Bobina L_2 = 0,45 mH; *fig.* 5
88 spire filo rame smaltato ∅ 10/10 mm; 8 strati di 10 spire + 1 strato di 8 spire.
Rocchetto: mandrino ∅ 4 cm; altezza 1 cm; 2 flange ∅ 7 cm riportate.
3) Le forniamo i due indirizzi dei due maggiori costruttori di trasformatori radio di alta qualità:
— Soc. Aros, Via Belinzaghi 17 - Milano - tel. 671951
— Carlo Bezzi - Via F. Poggi 14/24 - Milano - telef. 292446
Presso queste ditte si possono trovare i lamierini da Lei desiderati.
4) Non siamo attualmente in grado di pubblicare le descrizioni degli amplificatori Scott da Lei menzionati, perchè non siamo in possesso dei relativi schemi e dati tecnici, che dobbiamo richiedere alla Windsor Electronic Corp. Prevediamo che occorrerà un tempo non indifferente per procurarsi quanto sopra.
Lo stesso dicasi per i sintonizzatori.
Prendiamo nota con piacere dei suoi voti favorevoli all'Elettroacustica e agli altri argomenti. *(a.f.)*

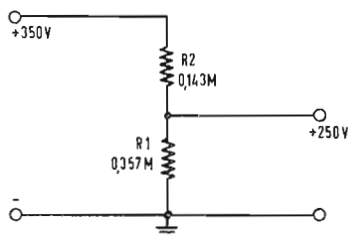



Fig. 2 0350

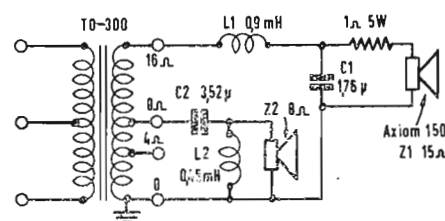



Fig. 3 0350

0351 – *Sig. M. Cicuta – Brescia,*

D. Intendo costruire l'amplificatore ad alta fedeltà PPS 245 push-pull serie secondo lo schema originale riportato sul n. 3 del marzo 1961 pag. 81 fig. 10: mi sono neccssari alcuni chiarimenti.
1) Qualc deve essere la tolleranza dei componenti il circuito?
1) Ho letto che la bobina doppia per gli schermi può esscre costituita da un trasformatore intervalvolare con rapporto 1 ; 1. Questa soluzione è giustificabile o no? Esiste in commercio un trasformatore intervalvolare adatto perfettamente allo scopo?
3) Quale preamplificatore usare, possibilmente fra quelli posti in commercio sotto forma di scatola di montaggio.
4) Le caratteristiche dell'alimentatore, tenuto conto che voglio ottenere una potenza dell'ordine di 10 watt e che lo stesso deve alimentare sia i due amplificatori, sia il preamplificatore stereofonico ed eventualmente il filamento delle valvole di quest'ultimo in corrente continua.
5) Indicatemi buon complesso di altoparlanti adatto allo scopo e il disegno della rispettiva cassa acustica, tenuto conto che l'amplificatore alimenterà due casse separate poste in un ambiente non molto ampio.

R. 1) La tolleranza dei resistori deve essere ± 10 %, salvo per i 3 resistori che determinano la reazione (680 Ω 33 kΩ e 5 kΩ) tra i catodi del tubo 12A X 7 e la massa, per i quali la tollcranza è bene sia del ± 5 %.
2) Si. Infatti un trasformatore con rapporto 1 a 1, presenta due avvolgimenti indipendenti e uguali: occorre però che l'induttanza sia alta e paragonabile a quella dei circuiti Imphisil (*alta fedeltà*, marzo 1961, n. 3, pag. 81, fig. 11) Comunque la Philiphs ha realizzato la doppia impedenz cat. PK 51100 per i suoi amplificatori push-pull serie ed assicura che quanto prima potrà soddisfare le richieste anche di privati.
3) Fra i preamplificatori stereo scatole di montaggio indichiamo;
a) Mod. AA-20 Heath-kit compreso alimentatore, L. 49.000: *b*) Mod. SP2-20 Heath-kit compreso alimentatore, L. 74.000: *c*) Mod. 400 C Fisher compreso alimentatore, Lire 175.000: *d*) Mod. 214 Grommes compreso alimentatore L.99.000: *e*) Mod. 209 Grommes compreso alimentatore L. 159.000
Tutti repreribili presso la LARIR: (Milano: P.zza 5 Giornate N. 1).
4) L'amplificatore di fig. 10 a pag. 81, loco citato, richiede 325 V c.c. e 75 mA. Tenendo conto che gli amplificatori sono due, e che il preamplificatore è stereofonico, occorrono in totale 325 V e 170 mA c.c.
Per l'accensione dei due amplificatori di potenza si richiedono 12,6 V e 0,3 A c.a. per 2 tubi A X 7: 6,3 V e 3,1 A c.a. per i 4 tubi EL86. Per il preamplificatore stereo occorrono (nel caso che non incorpori un alimentatore proprio) generalmente 12,6 V e 6 × 0,15 = 0,9 A.
L'accensione in continua dei preamplificatori non è indispensabile.
Se si adotta la accensione in alternata è bene usare un potenziometro antironzio derivato sul secondario di accensione, e col cursore a massa).
5) Un buon complesso di altoparlanti avente impedenza 800 Ω di ingresso è il tipo AD 5034 Philips.
Esso consata di; 2 altoparlanti 2 × 9710 BM per le note alte (da 400 a 20.000 Hz); 2 altoparlanti 2 × 9710 B per le note basse (da 30 a 400 Hz): i primi due sono contenuti in apposito cassone, mentre gli altoparlanti per gli acuti sono montati in cassette da parete.

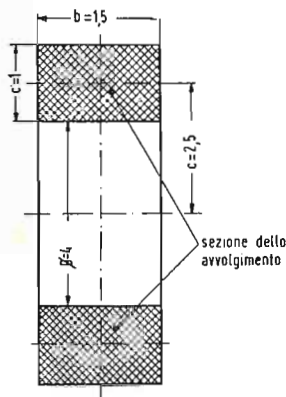



Fig. 4 0350

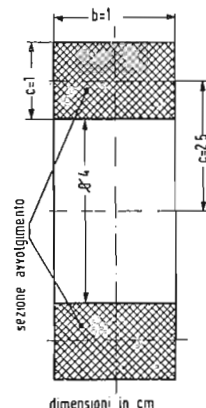



Fig. 5 0350

La PHILIPS fornisce anche il filtro crossover per separare i woofer dai tweeter. Essendo il suo impianto stereofonico, occorrono 8 altoparlanti: 4 tipo 9710 B; 4 tipo 9710 BM; inoltre ci vogliono; 2 cassoni; 4 cassette; 2 filtri crossover.
Rivolgersi alla PHILIPS, come sopra abbiamo consigliato. Ella potrà avere i due disegni per far costruire i cassoni e i diffusori per le note alte. *(a. f.)*

0352 – *E. Pace Canneto sull'Oglio (Mantova.*

D. Mi sono costruito un complesso stereo veramente buono con le seguenti caratteristiche;
Preamplificatore Geloso G 235 HF.
Amplificatore autocostruito con due ECC83 e quattro EL84 in push-pull a circuito ultralineare con circa 26 decibel di controreazione fra il second. del TU e i catodi delle ECC83.
Un woofer Goodmas Audiom 50 e due tweeter GELOSO SP 92 (con incrocio a circa 6 kHZ) per ciascun canale montati in bass reflex di 180 litri con apertura di cm. 27 × 13 e condotto di 23 cm.
Ora il complesso è servito da un cambiadischi, che non mi soddisfa in quanto è nato per dischi monoaurali e oltrettutto è vecchiotto e mi da un noiosissimo « rumble ». Perciò io Vi sarei oltremodo grato se poteste darmi un consiglio spassionato sulla sostituzione di tale componente del mio complesso.
Anzitutto vorrei dirVi che poichè ho solo ventun anni e sono studente le mie possibilità economiche non mi permettono di eccedere una spesa intorno alle trenta-trentacinquemila lire.
Tenete conto che posso avere il materiale con forti sconti e nel medesimo tempo vorrei una cosa ben fatta. Inoltre le dimensioni utili dell'alloggiamento per il giradischi sono di 41 × 38 cm. in larghezza e profondità.
Io avevo pensato a qualche modello di giradischi PHILIPS (AG 2009 con pick up magnetico) oppure al cambiadischi Garrard mod. 210 oppure ancora a qualche tipo di Collaro ma non ho saputo decidermi anche per la scarsa documentazione a mia disposizione. Una di queste volte, se gli studi me lo permetteranno (faccio il 3 di ingegneria) proverò a stendere un articoletto per la vostra rubrica « la collaborazione dei lettori » sempre che esista ancora.

R. Ci permettiamo di consigliare il giradischi PHILIPS AG 1024 Stereo (22.000). con testina stereo AG 3401 a riluttanza variabile (L. 12.000).
Altri giradischi di ottima classe sono;
THORENS TD 124 (L. 75.000.). (PANSIER, Via PODGORA 16, Milano).
ORTOFON G.S-5. (L. 38.000). (WINDSOR ELEC TRONIC CORP. Roma, Via Nazionale 230).
ORTOFON T.T. (86.000)
Inoltre Ella può rivolgersi alla SIPREL (Milano, Via F.lli Gabba 1A), Ing. Pagliari, che Le potrà consigliare tra il vasto assortimento di giradischi GARRARD, quello che potrà sodisfarla.
La rubrica « La collaborazione dei lettori » esiste sempre, ma i lettori collaborano assai scarsamente. *(a. f.)*

0353 – *Sig. L. Venir – Udine.*

D. Eliminazione del ronzio su di un oscillografo autocostruito. Sul modo di collegare l'oscillografo ad un ricevitore. Ricezione delle emissioni dei satelliti artificiali. Modifiche da apportare ad un ricevitore HAMMARLUND.
R. Innanzi tutto si pregano i lettori di voler trattare un solo argomento per foglio, inviando magari più fogli contemporaneamente. Ciò consente di rispondere con maggiore sollecitudine a quei quesiti per i quali gli elementi per la risposta sono più facilmente rintracciabili.
1) Quasi certamente gli inconvenienti relativi all'oscillografo da lei costruito scompariranno usando uno schermo per il tubo, il quale potrebbe essere realizzato anche in acciaio. Tenga però presente che attualmente si trovano in vendita, presso i radiorivenditori, degli schermi in *mu-metal* i quali, in considerazione della loro elevatissima permeabilità permettono di ottenere una maggiore efficacia pur usando spessori dieci volte minori rispetto a quelli necessari per gli schermi di acciaio. Ricordi pure che l'eventuale schermatura del trasformatore e l'asse degli avvolgimenti dello stesso, debbono essere disposti in modo tale da risultare paralleli all'asse del tubo.
2) In un ricevitore la cui rivelazione avvenga, come al solito, nel modo indicato in figura 1, l'oscillografo dovrà essere inserito in uno dei punti *C* o *D*. Nel caso in cui il ricevitore funzioni per rivelazione di placca o di griglia esso dovrà essere collegato sulla placca delle valvola rivelatrice.
3) La ricezione delle emissioni dei satelliti artificiali naturalmente è sempre migliore usando ricevitori di tipo professionale, ma oltre a ciò particolare attenzione, desiderando ottenere risultati più concreti, dovrà essere concentrata verso l'impianto di antenna il quale oltre ad essere calcolato per la frequenza che interessa ricevere, dovrà essere realizzato in modo da poterne variare la direttività. Evidentemente tale argomento sarà risolto in modo diverso in relazione alle possibilità tecniche, finanziarie e di spazio, a disposizione. Nel suo caso, che ritengo limitato alla ricezione delle frequenze sui 20.005 kHz, potrebbe ricorrere all'uso di una antenna ben sopraelevata, accordata su tale frequenza e la cui direttività sia tale da risultare utile per buona parte dell'orbita seguita dai satelliti.
4) Asportare la gamma destinata alle onde medie di un ricevitore Hammarlund e sostituirla con le bobine adatte alla ricezione della gamma oltre i 20 MHz e cosa possibile ma che potrebbe procurare difficoltà anche a persone molto addentro nel campo della radiotecnica. Le consiglierei invece di tenersi

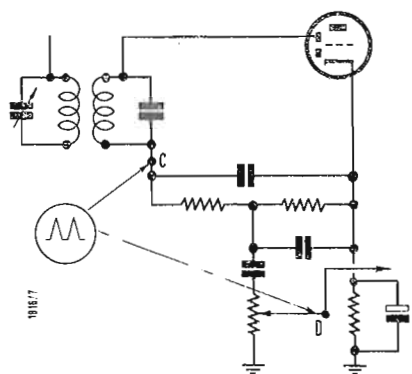



Fig. 1 0353

il ricevitore intatto, tenendo presente che il suo rendimento è più che buono, usando per la ricezione delle gamme superiori ai 20 MHz dei convertitori da applicare allo stesso ricevitore, e che le permetteranno di ottenere risultati sorprendentemente superiori a quelli che otterrebbe eseguendo la modifica di cui sopra. Degli stessi eventualmente potrò pubblicare, dietro richiesta, qualche schema.

(*P. Soati*)

0354 – *Sig. D. Turrini – Pavia.*

D. Si richedono delucidazioni a proposito del mancato funzionamento di un oscilloscopio costruito su schema PHILIPS, ma modificato.

R. Innanzi tutto deve premettere che il valore del condensatore C_{20} è di 0,01 μF e non di 10 μF come indicato nello schema inviatomi, d'altra parte deve essere pure precisato che mentre i condensatori compresi fra C_{11} e C_{19} hanno il compito di permettere la regolazione della costante di tempo dell'oscillatore, la determinazione della frequenza avviene tramite l'inclusione dei condensatori compresi fra C_{21} e C_{26} e la regolazione della resistenza R_{29}. Da notare che lo schema in questione è stato pure trattato su questa rivista ed è stato ripreso integralmente nel numero scorso in questa rubrica.

In secondo luogo dobbiamo altresì precisare che detto oscilloscopio è stato da noi realizzato, e così pure da altri tecnici, ottenendo risultati molto soddisfacenti. Naturalmente noi ci siamo attenuti allo schema originale, ed abbiamo constatato che la sua costruzione può essere affrontata solo da persone che abbiano una certa esperienza in tale genere di costruzione, come probabilmente è nel caso del richiedente, ed a patto che non si apportino ad essa delle modifiche troppo sostanziali come ad esempio la sostitusione del tubo la qualcosa ha come diretta conseguenza di richiedere una revisione quasi totale dello schema.

In definitiva, anche in considerazione del costo alquanto ridotto del tubo originale, le consiglierei di ripiegare verso lo schema originale cosa che eviterà un'ulteriore perdita di tempo, non indifferente, per la ricerca di compromessi non sempre soddisfacenti, tanto più che mi pare che la soluzione da lei adottata non le abbia permesso di ottenere le tensioni più adatte al funzionamento del tipo di tubo usato.

Non dimentichi che la PHILIPS nel presentare la descrizione dell'oscilloscopio in questione terminava la stessa con la seguente affermazione, che noi condividiamo integralmente: *La costruzione di un oscilloscopio miniatura non può essere portata a buon fine che da persone che hanno una provata esperienza nella realizzazione di apparecchiature molto compatte. Inoltre tra il materiale descritto sono state indicate alcune parti che non tutti potranno trovare con facilità: si dovrà perciò ripiegare verso componenti dello stesso valore, la qualcosa implica la necessità di adattare la disposizione delle varie parti alla forma ed alle dimensioni a disposizione.*

(*P. Soati*)

0355 – *Richiedenti diversi.*

D. È richiesto lo schema del complesso *SCR506A* del quale fanno parte il ricevitore *BC652A* ed il trasmettitore *BC653A*.

R. Si tratta di un'apparecchiatura non molto diffusa in Italia e per la quale ci sono pervenute solo alcune richieste. In considerazione di tale fatto ci limitiamo ad illustrare le parti principali della stessa ed in modo particolare del ricevitore.

Lo schema di principio del ricevitore BC-652A facente parte del complesso *SCR506A* è illustrato in figura 1.

Si tratta di un ricevitore adatto alla ricezione delle due gamme comprese fra i 2-3,5 MHz ed i 3,5-6 MHz, che normalmente è alimentato da una dinamo a 24 V.

Il valore della media frequenza è di 915 kHz. Le valvole usate sono messe in evidenza nello schema di principio.

Mentre in figura 2 è rappresentato lo schema relativo i circuiti ad alta frequenza ed in figura 3 quello dell'amplificatore di media frequenza che è il più complicato del circuito. Per brevità tralasciamo la trascrizione degli schemi relativi gli altri stadi che sono più o meno di tipo convenzionale. Segue il valore dei vari componenti relativi i due schemi in questione.

Figura 2 - C_{301} = 10 pF; C_{302} = 50 pF; C_{303} = 50 pF; C_{301} = 5 pF; C_{305} = 400 pF; C_{307} = 40 pF; $C_{308}AB$ = 236 pF; C_{309} = = 0,006 μF; C_{310} = 0,006 μF; C_{311} = 30 pF; C_{313} = 0,006 μF; C_{314} = 50 pF; C_{315} = 50 pF C_{317} = 40 pF; C_{357B} = 2 μF.

R_{301} = 1 MΩ; R_{302A} = 20.000 Ω; R_{303} = = 330 Ω; R_{304} = 1.200 Ω; R_{305} = 2.200 Ω; R_{343} = 27.000 Ω; R_{342} = 3.000 Ω; R_{320} = = 3.000 Ω.

Figura 3 - C_{321} = 500 pF; C_{322} = 500 pF

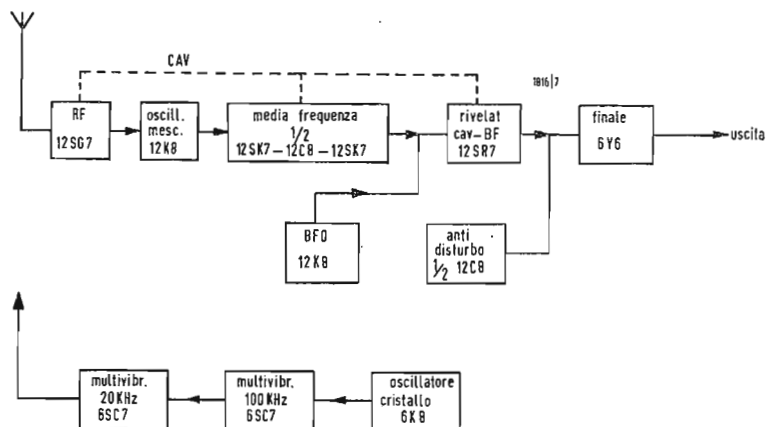



Fig. 1/0355

Fig. 2 0355

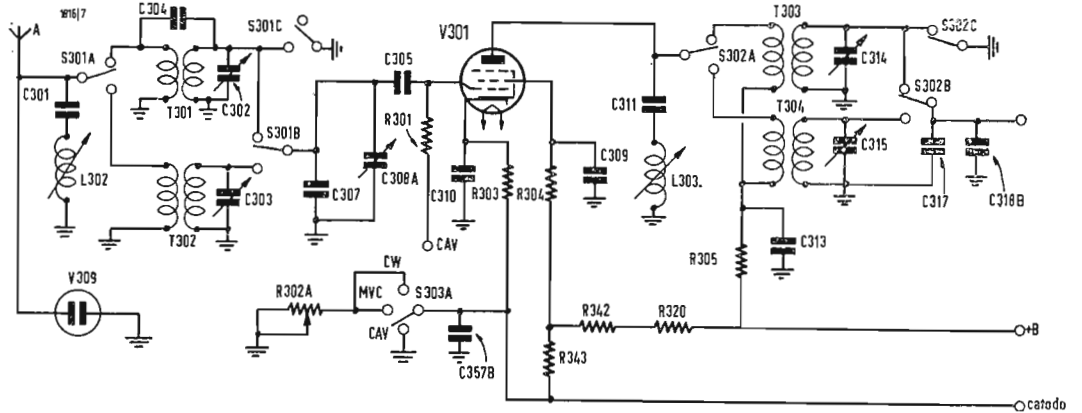
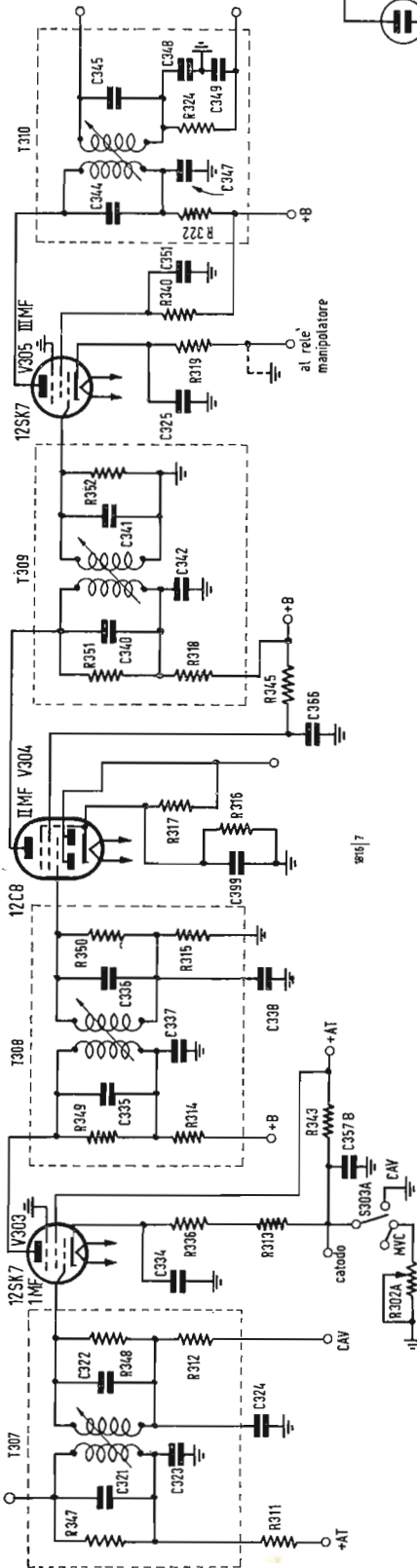



Fig. 3 0355

C_{323} = 0,006 μF; C_{324} = 0,006 μF; C_{331} = = 0,006 μF; C_{335} = 500 pF; C_{336} = 500 pF; C_{337} = 0,006 μF; C_{338} = 0,006 μF; C_{339} = = 0,006 μF; C_{340} = 500 pF; C_{341} = 500 pF; C_{344} = 525 pF; C_{345} = 215 pF; C_{347} = 0,006 μF; C_{348} = 2.000 pF; C_{349} = 3.000 pF; C_{357B} = 12 μF; C_{366} = 0,006 μF.
R_{311} = 2.200 Ω; R_{312} = 47.000 Ω; R_{313} = = 1.200 Ω; R_{314} = 2.200 Ω; R_{315} = 47.00 Ω; R_{316} = 330 Ω; R_{317} = 5,6 MΩ; R_{318} = 82.000 Ω; R_{319} = 510 Ω; R_{322} = 820 Ω; R_{341} = = 39.000 Ω; R_{347} = 82.000 Ω; R_{348} = 82.000 Ω; R_{349} = 82.000 Ω; R_{350} = 82.000 Ω; R_{351} = = 82.000 Ω; R_{352} = 82.000 Ω; R_{340} = 15.000 Ω; R_{343} = 27.000 Ω; R_{345} = 47.000 Ω; R_{302A} = = 20.000 Ω. *(P. Soati)*

0356 – *A. Cannao – Genova.*

D. Modifiche ad un circuito pubblicato su l'ANTENNA N. 10/1960.

R. La modifica del circuito è senz'altro possibile anche per il fatto che il rendimento dell'apparecchio sarà senz'altro superiore sui 27 MHz, anzichè sui 72 MHz.
La costruzione della bobina in tal caso dovrà essere attuata per tentativi tenendo presente che la capacità di C_3 dovrà essere elevata ad almeno 40 pF. Come punto di partenza si potranno usare 10 spire, sempre di filo di rame argentato da 1 mm, riducendole fino ad ottenere la frequenza desiderata. Naturalmente anche la presa dell'emettitore dovrà essere leggermente aumentata ma non eccessivamente. *(P. Soati)*

0357 – *Ing. V. Formigari – Roma.*

D. Si richiedono informazioni a proposito dello schema relativo l'eterodina W1911.

R. Purtroppo non ci è stato possibile rintracciare lo schema relativo l'emerginata apparecchiatura che è stata costruita in Inghilterra per essere destinata ai servizi aerei durante l'ultimo conflitto.
Per facilitare la ricerca sarebbe stato opportuno conoscere la gamma di frequenza coperta e tutte le altre indicazioni possibili non escluso uno schizzo rappresentante la sezione frontale. Ciò avrebbe dato una certa probabilità di individuazione fra le migliaia e migliaia di apparecchiature del surplus che sono attualmente in commercio.
L'indicazione AP1186 Volume I[a] sezione 5, ecc., si riferisce naturalmente ad una pubblicazione nella quale è stata descritta l'apparecchiatura in questione. Generalmente con AP si indicano i nomi delle riviste *Annalen der phisics, Annales de physique, American physical teacher* e probabilmente altre. Ad ogni modo per avere qualche informazione più concreta le consiglio di rivolgersi, a nostro nome, allegando il buono per la risposta e riservandosi di inviare l'eventuale cifra richiesta al seguente indirizzo: Harris 93, Wardour Street. W 1, Gerrard 2504 - Inghilterra *(P. Soati)*

0358 – *Sigg. T. Bearzotti – Pontelbe; C. Balbi – Genova.*

D. È chiesta la pubblicazione degli schemi relativi gli apparecchi di fabbricazione giapponese *Standard* 10 T. FM/AM e *Sony* 812.

R. Mentre non ci è stato ancora possibile rintracciare lo schema dell'apparecchio *Standard*, in figura 1 pubblichiamo lo schema relativo il *Sony* 812. Riportiamo senz'altro il valore dei vari componenti.

R_{01} = 470 Ω; R_{02} = 100 Ω; R_{11} = 27.000 Ω 5%; R_{12} = 8.200 Ω 5%; R_{13} = 3.300 Ω; R_{21} = 4.200 Ω 5%; R_{22} = 3.300 Ω; R_{23} = =2.200 Ω 5%; R_{31} = 7.500 Ω 5%; R_{32} = = 5.600 Ω; R_{33} = 470 Ω; R_{41} = 1.000 Ω; R_{42} = 2.700 Ω 5%; R_{43} = 3.300 Ω; R_{44} = =470.000 Ω; R_{51} = 5.000 Ω, pot.; R_{52} = = 1.000 Ω; R_{61} = 1.500 Ω; R_{62} = 3.300 Ω; R_{63} = 1.000 Ω; R_{61} = 1.000 Ω; R_{71} = 6.800 Ω; R_{72} = 3.300 Ω; R_{73} = 470 Ω; R_{74} = 5.000 Ω, pot.; R_{78} = 100 Ω 5%; R_{81} = 5.000 Ω 5%; R_{82} = 220 Ω 5%; R_{83} = R_{93} = 5 Ω 5%:
Per i valori non segnati la precisione deve essere del 10%.
C_{010}-C_{020} variabile; C_{011} = C_{012} = C_{013} = = C_{021} = C_{022} = C_{023} = trimmer; C_{015} = 5 pF; C_{016} = 2 pF; C_{024} = 370 pF; C_{025} = = 1.200 pF; C_{026} = 4.000 pF; C_{029} = variabiel; C_{01} = 100 μF 6 V; C_{02} = 100 μF 6V; C_{03} = 100 μF 6V; C_{11} = 0,005 μF; C_{13} = = 0,005 μF; C_{14} = 180 μF; C_{15} = 180 μF; C_{21} = 0.005 μF; C_{23} = 0,005 μF; C_{32} = 10 μF 6V; C_{33} = 0,05 μF; C_{34} = 180 pF; C_{35} = = 2 pF; C_{36} = 30 μF 6V; C_{42} = 0,02 μF; C_{43} = 0,05 μF; C_{44} = 180 pF; C_{45} = 2 pF; C_{51} = 0.02 μF; C_{52} = 0,02 μF; C_{62} = 10 μF 6V; C_{63} = 30 μF 6V; C_{61} = 0,005 μF; C_{72} = = 10 μF 6V; C_{73} = 30 μF 6V; C_{74} = 1 μF 6 V; C_{75} = 0,02 μF; C_{84} = 1 μF; C_{16} = 10 pF.
Le resistenze segnate con l'asterisco sono regolabili.
Transistori: X_1 = X_2 = 2T20; X_3 = X_4 = = 2T76; X_5 = X_6 = 2T6; X_7 = X_8 = 2T3; D_1 = D_3 = diodi 1T23G;
TH = termistore S-250; L_{11}-L_{14} = bobine antenna OM; L_{12}, L_{13}, L_{15}, L_{16} = bobine antenna onde corte; L_{21} bobina oscillante OM; L_{22}, L_{23} bobine oscillatore onde corte; *IFT* = trasformatori di media frequenza; T_1 = trasformatore di entrata; T_2 = trasformatore d'uscita; *SP* = altoparlante; *SW* = commutatore; *PL* = lampada 3V 30 mA; *J* = jack per cuffia. *(P. Soati)*

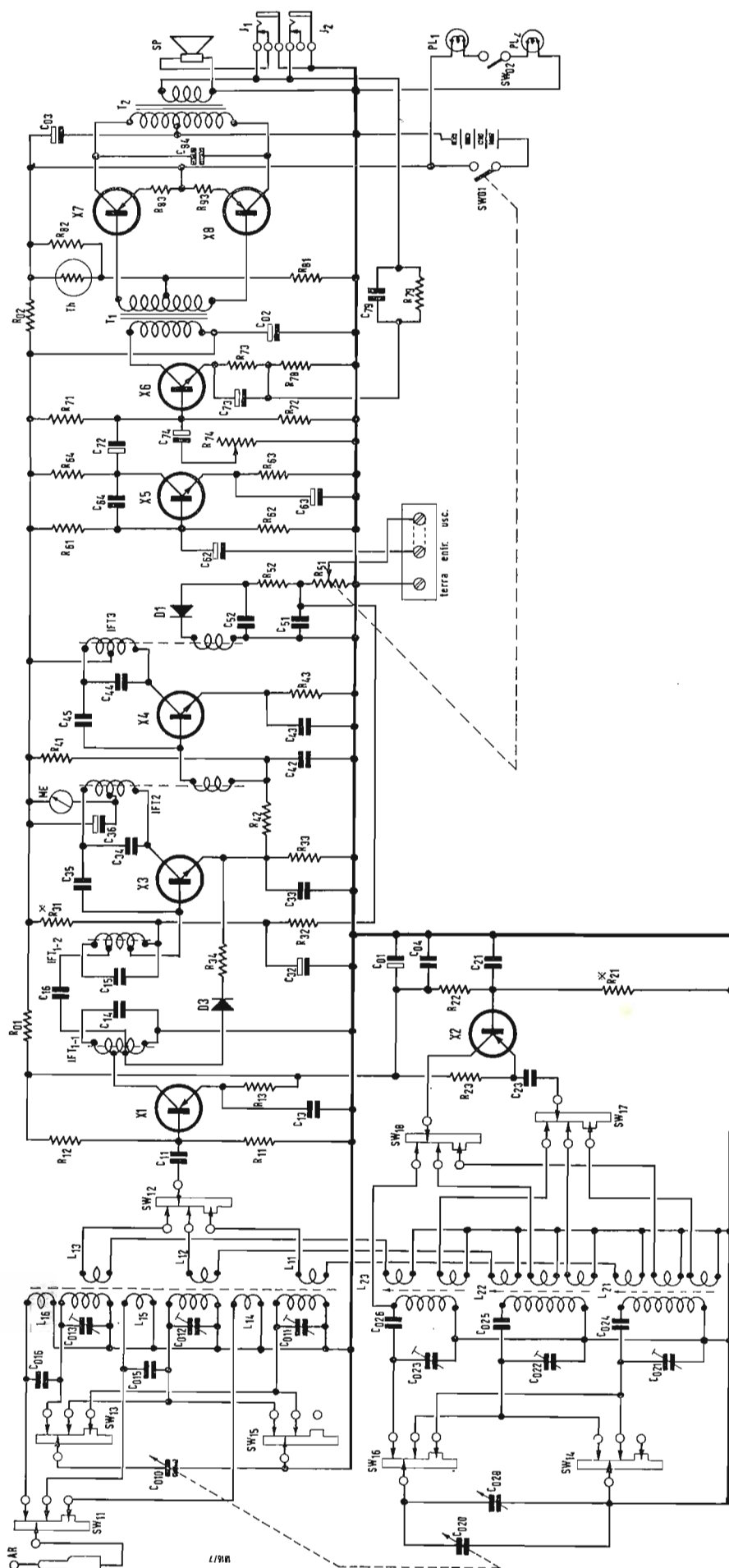



Fig. 1/0358

Dal 1 Agosto sul mercato italiano

TRIO

W - 50

STEREO AMPLIFICATORE 30 + 30 W CON SINTONIZZATORE FM - OM - OC

Prezzo Listino Lit. 275.000

Caratteristiche tecniche

— 2 RADIOSINTONIZZATORI indipendenti funzionanti in FM (80-108 mc. sens. 2 mmV) con stabilizzatore elettronico; ad O.M. (535-1605 Kc. sens. 40 mmV) con selettività variabile, ed in O.C. (3,7-11 mc.) sens. 70 mmV.

— PREAMPLIFICATORE ad equalizzazione controreattiva con ingressi FONO MAGN. (3 mV) TESTINA NASTRO (3 mV.) MICRO (4 mV.) AUX (120 mV.)

— Controlli abbinati **per BASSI** (± 15 dB a 50 cps.) e ACUTI (± 15 dB a 10.000 cps.); Comandi di BILANCIAMENTO e VOLUME con COMPENSAZIONE FISIOLOGICA inseribile (+ 15 dB. a 50 cps, + 14 dB. 10.000 cps.).

— FILTRI ANTIFRUSCIO ed antirombo; ; **controlli** di livello del programma radio; **controllo** di neutralizzazione del ronzio.

— Circuito finale con doppio controfase di 7189; potenza massima 30 + 30 watt (24 + 24 watt con meno dell'1% di distorsione) - responso 15-40.000 cps. ± 1 dB. - Ronzio —90 dB. (80 dB. Fono).

— Uscite ad 8 e 16 ohm; possibilità di collegamento ad un canale centrale; inversore di fase degli altoparlanti.

— Esecuzione di gran lusso con antenna estraibile; dimensioni mm. 500 × 150 × 345; peso kg. 17.

W - 45

AMPLIFICATORE STEREOFONICO PROFESSIONALE

10-30.000 cps. ± 1 dB - 18 + 18 watt (12 + 12 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 2 mV FONO, 2 mV TESTINA NASTRO, 150 mV RADIO e AUSIL. - Comando Bassi e Acuti (± 15 dB) indipendenti sui due canali - Compensazione fisiologica - Presa Cuffia - Filtro antirombo - Strumento di controllo della potenza emessa e del bilanciamento - Ronzio —90 dB 20 funzioni di valvola - Dimensioni mm 390 × 135 × 300.

Prezzo Listino Lit. 140.000

W - 24

AMPLIFICATORE STEREOFONICO A MEDIA POTENZA

20-20.000 cps. ± 1 dB. - 12 + 12 watt (8 + 8 indistorti) su 4, 8, 16 ohm - Sensibilità 5 mV FONO, 200 mV RADIO-NASTRO - Compensazione fisiologica - Doppio comando di volume, dei bassi (± 7 dB) e degli acuti (± 6 dB) Ronzio —70 dB - 13 funzioni di valvola - Dimensioni millimetri 310 × 120 × 300.

Prezzo Listino Lit. 90.000

In distribuzione esclusiva e presso i migliori rivenditori **PROD.EL S.p.A.** • PRODOTTI ELETTRONICI
MILANO - Via Monfalcone 12 - tel. 283.651 - 283.770

Heathkit

A SUBSIDIARY DAYSTROM INC.

OSCILLOSCOPI

Mod. OP - 1

CARATTERISTICHE

CANALE VERTICALE:

Risposta di frequenza	entro 1 dB dalla Vcc a 2,2 MHz - entro 3 dB dalla Vcc a 3,6 MHz - entro 6 dB dalla Vcc a 4,5 MHz
Tempo di salita	inferiore ad 1 microsecondo
Impedenza d'ingresso	3,2 MΩ ad 1 kHz (3,6 MΩ con una capacità parallelo di 28 pF)
Sensibilità	accoppiamento per Vcc di 0,1 Volt picco-picco per centimetro. Accoppiamento per Vca di 10 mVolt picco-picco per centimetro impiegando il preamplificatore interno per Vca
Attenuatore a 12 posizioni	9 posizioni per attenuazione di livello da 50 Volt a 0,1 Volt picco-picco. 3 livelli di guadagno 50 mV; 20 mV e 10 mV picco-picco (tramite il preamplificatore interno)
Accoppiamento	sia per Vcc che per Vca selezionabile con commutatore. Condensatore di blocco per l'accoppiamento in Vca isolato per 600 Volt cc di lavoro
Polarità	un segnale positivo sposta il pennello catodico in alto

CANALE ORIZZONTALE:

Risposta di frequenza	entro 1 dB dalla Vcc a 450 kHz - entro 3 dB dalla Vcc a 600 kHz - entro 6 dB dalla Vcc a 900 kHz
Impedenza d'ingresso	1 MΩ con una capacità di 37 pF
Regolazione di guadagno	commutatore a 2 posizioni X1, X5, normale 10 cm di larghezza sullo schermo entro il 10%. Regolazione continua del guadagno (non calibrata)
Sensibilità	2 Volt picco-picco per centimetro nella posizione X1; 0,4 Volt picco-picco per centimetro nella posizione X5; 0,2 Volt picco-picco per centimetro nella posizione X5
Ingressi	selezionabili con commutatore; deflessione interna; deflessione interna a frequenza di rete con regolazione di fase, deflessione esterna (applicabile ai morsetti previsti a questo scopo)
Accoppiamento	posizione interna Vcc. Ingresso esterno: Vca oppure Vcc. Il condensatore di blocco per l'accoppiamento in Vca è isolato per 600 Volt lavoro
Polarità	un segnale positivo sposta il pennello verso sinistra

Mod. OR - 1

CARATTERISTICHE

Canali orizzontali e verticali	identici
Larghezza di banda	entro 1 dB dalla Vcc a 200 KHz
Sensibilità	100 mV (picco-picco) per cm (dissimetrico)
Attenuatore	a 3 posizioni compensate
Regolazione guadagno	regolazione continua
Accoppiamento	in continua o alternata, selezionabile a mezzo del commutatore dell'attenuatore d'ingresso
Centratura	una porzione della traccia può essere posta in qualsiasi punto della mascherina di 8 x 10 cm
Polarità	un segnale positivo applicato al canale verticale sposta il pennello verso l'alto; un segnale positivo applicato al canale orizzontale sposta il pennello verso sinistra
Generatore degli assi di tempo	spazzolamento ricorrente a mezzo multivibratore. Sincronismo interno o esterno, selezionabile con commutatore. Il livello di sincronismo è mantenuto automaticamente per un'altezza della traccia verticale fra 1 e 8 cm
Generalità	tubo a raggi catodici: tipo 5 ADP 2; persistenza medio-lunga, traccia blu-verde. Se si desidera si può cambiare il tubo con tutti i tubi della serie 5 AD e 5 AB, che presentano caratteristiche differenti di schermo
Peso netto	8 Kg. circa
Dimensioni	altezza 28 cm, larghezza 18 cm, profondità 51 cm circa

Rappresentante Generale per l'Italia: **Soc. r. l. S. I. S. E. P.**

LARIR *Organizzazione commerciale di vendita:*

PIAZZA 5 GIORNATE 1 • **MILANO** • TELEFONI 795762 - 795763

Agenti esclusivi di vendita per

LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: Soc. **FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771
EMILIA - MARCHE: Ditta **A. ZANIBONI** - BOLOGNA - Via S. Carlo 7 - Tel. 225858
VENETO: Ditta **E. PITTON** - PORDENONE - Via Cavallotti 12 - Tel. 2244